ОСНОВЫ
АВТОМАТИЧЕСКОГО
РЕГУЛИРОВАНИЯ
ТОМ
II
ЧАСТЬ
ПЕРВАЯ

ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

МАШГИЗ


МАШГИЗ

ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

ТОМ

II

Под редакцией доктора технических наук профессора
В. В. СОЛОДОВНИКОВА

*

МАШГИЗ

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

ЧАСТЬ 1

ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ, УСИЛИТЕЛЬНЫЕ И ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

*

ГОСУДАРСТВЕННОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МАШИНОСТРОИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ
Москва 1959

В книге приводятся принципы действия, типовые схемы, уравнения движения, статические и динамические характеристики, данные по расчету и другие сведения об элементах автоматических регуляторов, следящих систем и вычислительных машин непрерывного и дискретного действия. Она издается в двух частях: в первой даны сведения о чувствительных, усилительных, исполнительных, преобразующих элементах и датчиках регуляторов и следящих систем, а во второй — о корректирующих элементах и элементах вычислительных машин.

Книга предназначена для инженерно-технических и научных работников, а также для преподавателей втузов, занимающихся вопросами автоматического регулирования.

Редакция литературы по машиностроению и приборостроению

Зав. редакцией инж. Н. В. ПОКРОВСКИЙ

ПРЕДИСЛОВИЕ

К настоящему времени издано уже немало трудов по теории автоматического регулирования, однако книг, специально посвященных элементам регуляторов, следящих систем и вычислительных машин, почти не имеется. Восполнение этого пробела и является целью издания настоящей книги.

Несмотря на большой объем книги, в ней все же не удалось, вследствие обилия имеющегося материала, одинаково полно рассмотреть все элементы. Упор был сделан на усилительные, исполнительные и корректирующие элементы, сравнительно мало освещенные в литературе и обычно особенно влияющие на динамические свойства регуляторов и следящих систем.

Чувствительным и преобразующим элементам, а также датчикам в книге уделено сравнительно немного места прежде всего потому, что они гораздо полнее освещены в литературе, чем элементы, перечисленные выше. Основное внимание уделено элементам регуляторов и следящих систем непрерывного действия.

Книга представляет собой второй том коллективного труда, посвященного основам автоматического регулирования. В первом томе (Основы автоматического регулирования. Теория, Машгиз, 1954) были изложены основные методы теории автоматического регулирования.

Содержание второго тома подразделено на две части. В первой части рассматриваются чувствительные и преобразующие элементы, датчики, усилительные и исполнительные элементы.

Во второй части применительно к задачам автоматического регулирования дается описание корректирующих элементов, а также элементов вычислительных устройств непрерывного и дискретного действия.

Подготовляемый к печати третий том будет посвящен изложению принципов построения, методам расчета, экспериментального исследования и моделирования систем автоматического регулирования.

В. В. Солодовников

Москва, 1958 г.

АВТОРЫ 1-й ЧАСТИ:

Д. А. Браславский, канд. техн. наук (гл. III, § 4, гл. IV, § 1—8, 14); *Л. С. Гольдфарб*, д-р техн. наук (гл. I, § 1, 2, 6, 7); *А. И. Гузенко*, канд. техн. наук (гл. VIII, § 1); *К. Е. Дмитриев*, канд. техн. наук (гл. XIII, § 2); *В. А. Калашников*, инж. (гл. XIV); *П. П. Клобуков*, канд. техн. наук (гл. VIII, § 2, 3); *П. Ф. Клубникин*, канд. техн. наук (гл. XII); *И. М. Крассов*, канд. техн. наук (гл. XIII, § 1, гл. XIV); *Д. С. Пельпор*, д-р техн. наук (гл. III, § 1—3); *В. В. Петров*, канд. техн. наук (гл. XIII, § 1, гл. XIV); *М. А. Розенблат*, д-р техн. наук (гл. VII); *Ю. Е. Рузский*, канд. техн. наук (гл. I, § 1, 3—5, 8—10, гл. II, § 2—5, 12, 13, 17, гл. IX, гл. XIII, § 3); *Б. Д. Садовский*, канд. техн. наук, (гл. X, § 1, 2); *А. А. Соколов*, канд. техн. наук (гл. VI); *В. К. Титов*, канд. техн. наук (гл. IV, § 9—13, гл. X, § 4, гл. XI); *Г. М. Уланов*, канд. техн. наук (гл. II, § 1); *Е. В. Филипчук*, канд. техн. наук (гл. II, § 6—11, 14—16, 18—29); *А. Е. Харыбин*, канд. техн. наук (гл. V); *В. А. Хохлов*, канд. техн. наук (гл. IX, § 1, гл. XIII, § 1).

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

Ф. Ф. Галтеев, канд. техн. наук; *В. А. Карасев*, д-р техн. наук; *П. П. Клобуков*, канд. техн. наук; *В. В. Петров*, канд. техн. наук; *Ю. Д. Рагозин*, канд. техн. наук; *Ю. Р. Рейнгольд*, инж.; *Б. А. Рябов*, д-р техн. наук; *Б. Д. Садовский*, канд. техн. наук; *А. Г. Сайбель*, канд. техн. наук; *А. А. Шевяков*, канд. техн. наук.

НАУЧНЫЕ РЕДАКТОРЫ:

И. М. Витенберг, канд. техн. наук; *А. И. Молдавер*, канд. техн. наук; *Ю. Е. Рузский*, канд. техн. наук.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

Важным этапом разработки и проектирования систем автоматического регулирования является выбор их элементов в соответствии с требованиями, предъявляемыми к их мощности, точности и надежности, а также в зависимости от имеющихся в наличии источников энергии. Специалист, разрабатывающий автоматический регулятор или следящую систему, должен располагать достаточно полными сведениями о составных элементах, из которых могут быть собраны эти устройства.

По функциональному признаку основные элементы автоматических регуляторов и следящих систем могут быть разделены на следующие группы:

1) чувствительные элементы, служащие для измерения действительных значений регулируемых величин;

2) задающие или управляющие элементы, задающие требуемые значения регулируемых величин;

3) элементы сравнения, вырабатывающие сигнал, пропорциональный разности действительных и требуемых значений регулируемых величин;

4) датчики, формирующие на основании сигнала, выработанного элементом сравнения, первичный сигнал управления или сигнал ошибки;

5) преобразующие элементы, служащие для преобразования изменений одной физической величины в изменения другой физической величины;

6) усилительные элементы, предназначенные для усиления величины или мощности сигналов, поступающих на их вход;

7) исполнительные элементы, вырабатывающие регулирующие воздействия, прикладываемые к объекту регулирования;

8) корректирующие элементы, предназначенные для придания системе автоматического регулирования требуемых динамических свойств.

Для анализа динамики любого элемента регулятора или следящей системы необходимо знать его *дифференциальное уравнение*, которое в общем случае имеет вид

$$F\left(x_2,\ \dot{x}_2, \ldots, x_2^{(n)};\ x_1,\ \dot{x}_1, \ldots, x_1^{(m)};\ t\right) = 0, \qquad \text{(В. 1)}$$

где x_1 — входная величина;

x_2 — выходная величина.

Иногда в интересующем нас интервале изменений *входной и выходной величин*, отсчитываемых от некоторых базо-

вых или номинальных значений x_{10}, x_{20}, уравнение (В. 1) может быть линеаризировано и сведено к виду

$$a_n \frac{d^n x}{dt^n} + \ldots + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_m \frac{d^m y}{dt^m} + \ldots + b_1 \frac{dy}{dt} + by. \quad \text{(В. 2)}$$

В этом случае динамические свойства элемента характеризуются его **передаточной функцией**:

$$KW(s) = \frac{b_m s^m + \ldots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \ldots + a_1 s + a_0}, \quad \text{(В. 3)}$$

которая при мнимых значениях аргумента s принимает вид

$$KW(j\omega) = \frac{b_m (j\omega)^m + \ldots + b_1 j\omega + b_0}{a_n (j\omega)^n + \ldots + a_1 j\omega + a_0}, \quad \text{(В. 4)}$$

или **амплитудной частотной** $A(\omega)$ и **фазовой частотной характеристикой**:

$$KW(j\omega) = KA(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}. \quad \text{(В. 5)}$$

Для характеристики динамических свойств элементов применяется также понятие **импульсной переходной функции** $k(t)$, представляющей собой изменение величины на выходе $x_2(t)$, вызываемое воздействием $x_1(t)$ в виде единичного импульса на входе.

Передаточная $KW(s)$ и импульсная переходная $k(t)$ функции связаны между собой соотношениями

$$KW(s) = \int_0^\infty k(t)\, e^{-st} dt \quad \text{(В. 6)}$$

и

$$k(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} KW(s)\, e^{st} ds. \quad \text{(В. 7)}$$

Если $\int_0^\infty |k(t)|\, dt < \infty$, то можно также написать:

$$W(j\omega) = \int_0^\infty k(t)\, e^{-j\omega t} dt \quad \text{(В. 8)}$$

и

$$k(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(j\omega)\, e^{j\omega t} d\omega. \quad \text{(В. 9)}$$

В установившемся режиме

$$\dot{x}_1 = \ldots = x_1^{(n)} = 0$$

и

$$\dot{x}_2 = \ldots = x_2^{(m)} = 0.$$

В этом случае уравнение (В. 1) принимает вид

$$F(x_1, x_2) = 0. \quad \text{(В. 10)}$$

Решая это уравнение относительно x_2, получим

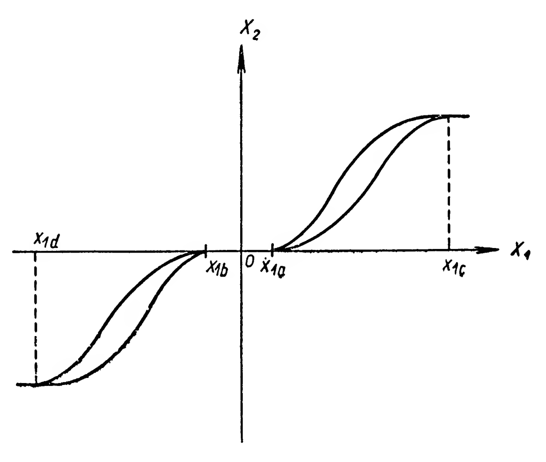
$$x_2 = f(x_1). \tag{В. 11}$$

Зависимость (В. 11) называется *статической характеристикой элемента* (см. фигуру)[1].

Иногда в некотором интервале значений x зависимость (В. 11) является линейной, т. е. можно написать:

$$x_2 = kx_1, \tag{В. 12}$$

где постоянный коэффициент k называется в общем случае *передаточным коэффициентом*, а в частном случае, когда он представляет собою безразмерную величину > 1, — *коэффициентом усиления*.



Элементы регуляторов и следящих систем часто (хотя и не всегда) можно рассматривать как *элементы направленного действия*, т. е. как такие элементы, которые, находясь под влиянием возмущающего воздействия $y(t)$, создаваемого предыдущими элементами, не оказывают на них обратного воздействия.

Дифференциальное уравнение элемента направленного действия (при принятой степени идеализации) не меняется вне зависимости от того, подключен к его выходу последующий элемент или он работает вхолостую.

Однако элементы характеризуются направленностью действия далеко не во всех случаях. Иногда направленность действия свойственна не каждому элементу в отдельности, а более сложным устройствам, состоящим из нескольких элементов.

Направленность действия элементов и устройств, входящих в состав систем автоматического регулирования, существенно упрощает исследование динамических свойств этих систем.

Передаточная функция $W(s)$ последовательно соединенных элементов направленного действия с передаточными функциями $W_1(s)$, $W_2(s), \ldots, W_n(s)$ равна

$$W(s) = W_1(s)\, W_2(s) \ldots W_n(s). \tag{В. 13}$$

Формула (В. 13) в принципе часто дает возможность сводить исследование динамики сложных систем автоматического регулирования к исследованию динамики ее элементов.

---

[1] На фигуре обозначено: $x_{1b} < 0 < x_{1a}$ — зона нечувствительности; (x_{1a}, x_{1c}), (x_{1b}, x_{1d}) — зоны неоднозначности; $x_1 > x_{1a}$, $x_1 < x_{1d}$ — участки насыщения.

РАЗДЕЛ I

ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ, ДАТЧИКИ, МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

Для измерения отклонений регулируемой величины в регуляторах и следящих системах служат измерительные устройства.

Измерительные устройства применяются как простые — прямого действия, так и более сложные — непрямого действия. В измерительных устройствах прямого действия измерение отклонения регулируемой величины и преобразование этого отклонения в изменение другой величины осуществляется одним и тем же элементом, который выполняет одновременно функции чувствительного элемента и датчика.

Задающие элементы измерительных устройств применяются для введения в чувствительные элементы (или элементы сравнения) дополнительной величины, пропорциональной требуемому значению регулируемого параметра.

У большинства измерительных устройств непрямого действия для образования сигнала служит элемент сравнения, в котором отклонение регулируемой величины, преобразованное в изменение вспомогательной (обычно электрической) величины, сравнивается с величиной, снимаемой с задающего элемента. Полученная разность характеризует отклонение регулируемой величины от требуемого значения. В датчике эта разность преобразуется непосредственно в управляющий сигнал. В качестве датчика обычно используется дополнительное устройство (потенциометр, сельсин и т. п.), либо он может быть заменен схемой сравнения (обычно мостиковой).

В отдельных случаях применяются измерительные устройства с несколькими чувствительными элементами, способными измерять различные, часто взаимно влияющие, физические величины.

Многие современные измерительные устройства, к точности и динамике которых предъявляются повышенные требования, нередко представляют собой сложные электромеханические устройства, содержащие, кроме чувствительного элемента и датчика, дополнительные усилительные и корректирующие элементы.

Схема и конструкция измерительного устройства целиком определяются особенностями регулируемой величины и сигнала управления, а также требованиями, предъявляемыми к этому сигналу.

Конструктивно измерительное устройство желательно выполнять в виде блока, который может перенастраиваться при наладке системы с целью обеспечения необходимых статических и динамических качеств регулятора или следящей системы.

Основным требованием, предъявляемым к измерительному устройству, является то, что он должен формировать управляющий сигнал нужного вида с минимальными искажениями. Это означает, что измерительное устройство должно обладать такой передаточной функцией, которая в пределах полосы частот пропускания объекта регулирования сводилась бы к постоянной величине или во всяком случае не понижала бы запаса устойчивости и качества системы регулирования в целом. Практически это требование сводится к тому, чтобы отставание управляющего сигнала от входного воздействия было минимальным.

Точность измерительного устройства должна быть как можно выше, ибо от нее зависит качество регулирования и экономичность всей системы.

Чувствительные элементы являются основной частью измерительного устройства, классифицируются по измеряемой электрической или физической величине. Таким образом, они подразделяются на элементы, чувствительные к изменениям: электрического напряжения, тока, мощности, частоты, температуры, влажности, давления, угловых координат, скорости вращения и т. д.

Чувствительные элементы можно также подразделить, следуя тому же принципу классификации, на следующие две основные группы; чувствительные элементы электрических величин, рассматриваемые в главе I, и чувствительные элементы неэлектрических величин, которым посвящены главы II и III. Из чувствительных элементов неэлектрических величин условно выделены в отдельную главу элементы, чувствительные к изменениям угловых координат и их производных (гироскопические чувствительные элементы и акселерометры), применяемые обычно в системах автоматической стабилизации движущихся объектов и в следящих системах. Задающие элементы и элементы сравнения часто выполняются в виде конструктивной части чувствительного элемента, либо в виде части его измерительной схемы, и поэтому в данной книге они рассматриваются совместно с чувствительными элементами. В главах IV и V настоящего раздела описаны элементы, преобразующие входную величину в выходное воздействие: датчики, модуляторы и демодуляторы.

ГЛАВА I

ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Наиболее часто используемые в регуляторах и следящих системах для измерения силы тока, напряжения, индуктивности, емкости, частоты, мощности, фазы и других электрических величин чувствительные элементы можно распределить на следующие основные группы: мостиковые (напряжения, силы тока, емкости, индуктивности, частоты, фазы), электронные, магнитоэлектрические, электродинамические, электромагнитные, индукционные, термоэлектрические, камертонные, ионизационные.

Встречаются также комбинированные и смешанные чувствительные элементы, принцип действия которых основан на одновременном использовании двух и реже нескольких простых чувствительных элементов. Характеристики этих сложных устройств могут быть получены на основании приводимых ниже зависимостей для простых элементов.

В настоящей главе приведены также некоторые из наиболее распространенных типовых электромеханических преобразователей, т. е. элементов, которые в смешанных электромеханических, электронно-пневматических или электронно-гидравлических регуляторах служат для преобразования электрических управляющих сигналов в механическое перемещение.

1. МОСТИКОВЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Мостиковые чувствительные элементы, широко применяемые в различных электрических регуляторах и следящих системах, служат для измерения отклонений напряжения, силы тока, емкости, индуктивности, частоты, фазы. Характерными отличиями этой группы являются простота элементов и непосредственное преобразование (без промежуточных или дополнительных элементов — датчиков) отклонения входных электрических величин, т. е. регулируемых параметров, в изменение выходных электрических величин, образующих управляющий сигнал.

Рассматриваемые элементы выполняются в виде пассивных четырехполюсников, содержащих емкостные и индуктивные сопро-

тивления. Постоянные времени этих четырехполюсников обычно малы ($< 10^{-3}$ сек.) по сравнению с постоянными времени других элементов регуляторов. Поэтому динамические процессы, возникающие в них, могут быть опущены при анализе или синтезе большинства регуляторов и следящих систем.

В редких случаях, когда переходные процессы все же необходимо исследовать, их можно либо проанализировать приближенным методом графического построения амплитудно-фазовых характеристик, либо вычислить непосредственно, используя, например, контурные интегралы и теорему о вычетах. Последний способ может оказаться точнее, особенно в начале переходного процесса.

Так, например, для цепи переменного тока, содержащей последовательно включенные активное сопротивление и емкость, изменение силы тока во времени может быть определено по дифференциальному уравнению

$$RI + \frac{1}{C}\int_0^t I\,dt = E_0 \sin \omega t. \qquad (I.\ 1)$$

Переходя к изображениям, получим

$$I = \frac{\left(\frac{E_0\omega}{R}\right) s^2}{(s^2 + \omega^2)\left(s + \frac{1}{RC}\right)}.$$

Интегрируя по контуру и выражая s через z, найдем

$$I = \frac{\left(\frac{E_0\omega}{R}\right)}{2\pi j} \int_{Br_1} \frac{e^{zt} z\,dz}{(z^2 + \omega^2)(z + a)},$$

где $a = \frac{1}{RC}$.

Полюсы функции будут $z = -a,\ -j\omega,\ +j\omega$.

Применяя теорему о вычетах, после преобразований, получим окончательно

$$I = \frac{E_0\omega}{R}\left[\cos(\omega t - \psi) - \frac{RCe^{-\frac{t}{RC}}}{1 + R^2C^2\omega^2}\right], \qquad (I.\ 2)$$

где $\psi = \operatorname{arc\,tg}(\omega RC)$.

Аналогично можно найти выражения для переходных функций и цепей, содержащих величины R, C и L.

Схема чувствительного элемента, измеряющего напряжение или силу тока, представлена на фиг. I. 1 в виде моста. Отклонение регулируемого напряжения приводит к изменению силы тока, протекающего в нагрузке $R_н$:

$$\Delta I_н = \frac{\Delta U_x (R_2R_3 - R_1R_4)}{R_н(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1R_2R_3 + R_2R_3R_4 + R_3R_4R_1 + R_4R_1R_2} \qquad (I.\ 3)$$

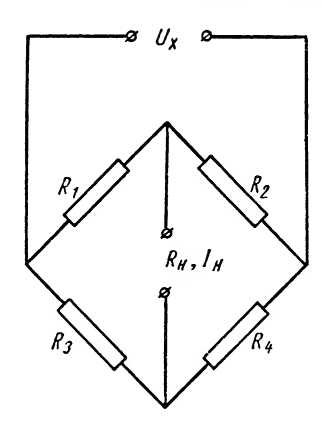
Схему, представленную на фиг. I. 1, практически можно считать безынерционной.

Схема чувствительного элемента, измеряющего емкость, представлена на фиг. I. 2 в виде моста с переменной емкостью. При отклонении регулируемой емкости нарушается баланс моста и, следовательно, изменяется сила тока в нагрузке $R_н$. Значение емкости может быть найдено по уравнению баланса моста:

$$C_x = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{R_2R_3 - R_1R_4}{R_1R_3^2 - R_4}}, \tag{I. 4}$$

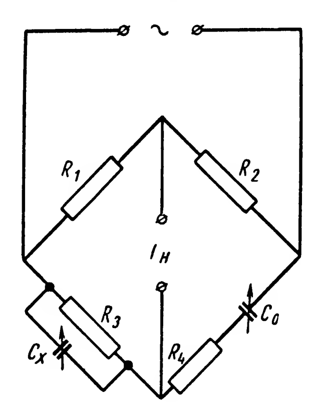
где ω — частота.

Для измерения емкости можно применять и другие схемы.



Фиг. I. 1. Схема чувствительного элемента, измеряющего напряжения:

R_1, R_2, R_3 и R_4 — сопротивления плеч; $R_н$ — нагрузка; $I_н$ — сила тока в нагрузке; U_x — напряжение.



Фиг. I. 2. Схема чувствительного элемента для измерения емкости:

C_0 и C_x — переменные емкости; R_1, R_2, R_3 и R_4 — активные сопротивления; $I_н$ — сила тока в нагрузке.

Схема чувствительного элемента, измеряющего индуктивность, представлена на фиг. I. 3 в виде четырехполюсника, содержащего переменную индуктивность, емкость и сопротивления. Индуктивность, измеряемая данной схемой, не зависит от частоты:

$$L = R_1R_4C. \tag{I. 5}$$

Для измерения индуктивности могут быть использованы и другие схемы, например схема резонансного моста (фиг. I. 4), все четыре плеча которого имеют разнотипные реактивные сопротивления, а именно:

$$X_1 = \omega L_1;\ X_2 = \omega L_2;\ X_3 = \frac{1}{\omega C_3} \text{ и } X = \frac{1}{\omega C_4}$$

При балансе моста для $X_i \gg R_i$ будет справедливо равенство

$$\omega L_1 \frac{1}{\omega C_4} = \omega L_2 \frac{1}{\omega C_3}$$

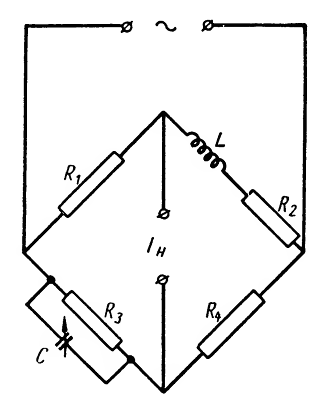
или

$$\frac{L_1}{C_4} = \frac{L_2}{C_3}. \qquad (I.6)$$

Таким образом схема, представленная на фиг. I. 4, практически не зависит от частоты переменного тока.

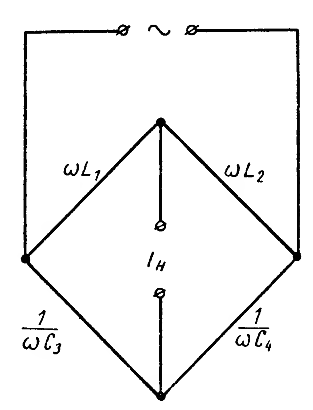
Резонансные мостиковые схемы характеризуются весьма высокой чувствительностью измерений, но они требуют точной стабилизации питающего напряжения, а в большинстве случаев и точной стабилизации частоты.

Выходы приведенных выше схем чувствительных элементов могут быть подключены либо непосредственно к электромеханическим



Фиг. I. 3. Схема чувствительного элемента для измерения индуктивности:

C — емкость; $I_н$ — сила тока в нагрузке; L — индуктивность; R_1, R_2, R_3 и R_4 — активные сопротивления.



Фиг. I. 4. Схема резонансного моста:

$I_н$ — сила тока в нагрузке; ωL_1, ωL_2, $\frac{1}{\omega C_3}$ и $\frac{1}{\omega C_4}$ — реактивные сопротивления.

преобразователям, либо через усилители, если необходимо повысить общий коэффициент усиления регулятора.

Чувствительные элементы для измерения частоты, применяющиеся в регуляторах частоты, также обычно выполняются в виде четырехполюсников, состоящих из емкостных и индуктивных сопротивлений. Величина сопротивлений изменяется с отклонением частоты. Так, например, для мостиковой схемы, изображенной на фиг. I. 5, будет справедливо равенство

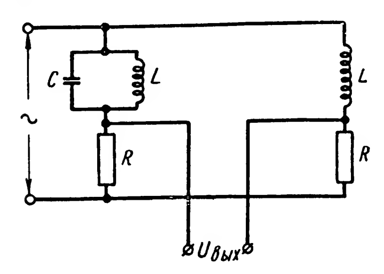
$$LC = \frac{1}{\omega^2},$$

откуда следует, что напряжение на нагрузке $R_н$ меняется в зависимости от отклонения частоты переменного напряжения, питающего мост.

В качестве чувствительных элементов, измеряющих частоту, могут применяться и другие мостиковые схемы, противоположные

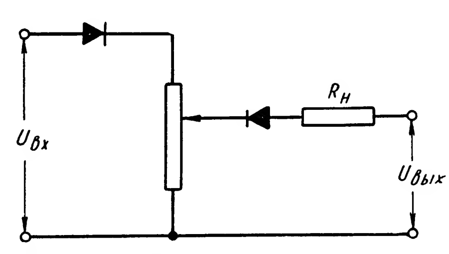
плечи которых должны состоять из разнородных реактивных сопротивлений. При нарушении этого условия мост не реагирует на изменение частоты.

Чувствительный элемент, измеряющий фазу (фиг. I. 6), состоит из нелинейных сопротивлений и преобразует отклонения фазы



Фиг. I. 5. Схема чувствительного элемента для измерения частоты:

C — емкость; L — индуктивность; R—активное сопротивление; $U_{вых}$—выходное напряжение.



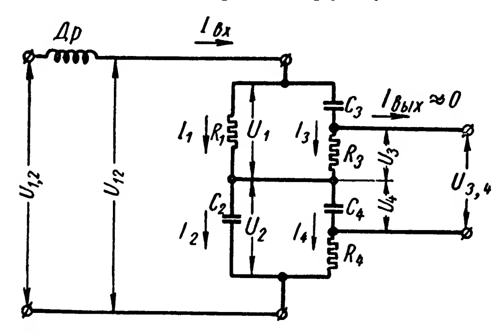
Фиг. I. 6. Схема чувствительного элемента для измерения фазы:

$R_н$ — сопротивление нагрузки; $U_{вх}$ — входное напряжение; $U_{вых}$ — выходное напряжение.

входного напряжения в изменения выходного напряжения (или силы тока).

Как известно, для такой схемы среднее значение силы тока, проходящего через нагрузку, зависит от фазы входного напряжения:

$$I = \frac{I_м}{2\pi}(1 - \cos\varphi). \quad (I.7)$$



Фиг. I. 7. Схема чувствительного элемента регулятора частоты:

$Др$ — дроссель; C_2, C_3 и C_4 — емкости; $I_{вх}$, $I_{вых}$, I_1, I_2, I_3 и I_4 — силы тока; R_1, R_3, R_4 — активные сопротивления; U_1, U_2, U_3, U_4, $U_{1,2}$, $U_{3,4}$ — напряжения.

В регуляторах для измерения частоты нередко применяются также чувствительные элементы, основанные на свойствах четырехполюсников, состоящих из сопротивлений и емкостей, изменять фазу выходного напряжения в зависимости от частоты входного (фиг. I. 7).

Напряжение $U_{1,2}$ регулируемой частоты через дроссель *Др* подается к зажимам *1* и *2* четырехполюсника. С зажимов *3* и *4* (выход) снимается напряжение $U_{3,4}$, которое затем подается на усилитель обычно через фазовый детектор.

Четырехполюсник настраивается таким образом, чтобы при номинальном значении частоты напряжение выхода $U_{3,4}$ было равно нулю[1]. В случае отклонения частоты от номинальной величина

[1] В реальных устройствах для компенсации напряжения небаланса обычно предусматриваются дополнительные приспособления.

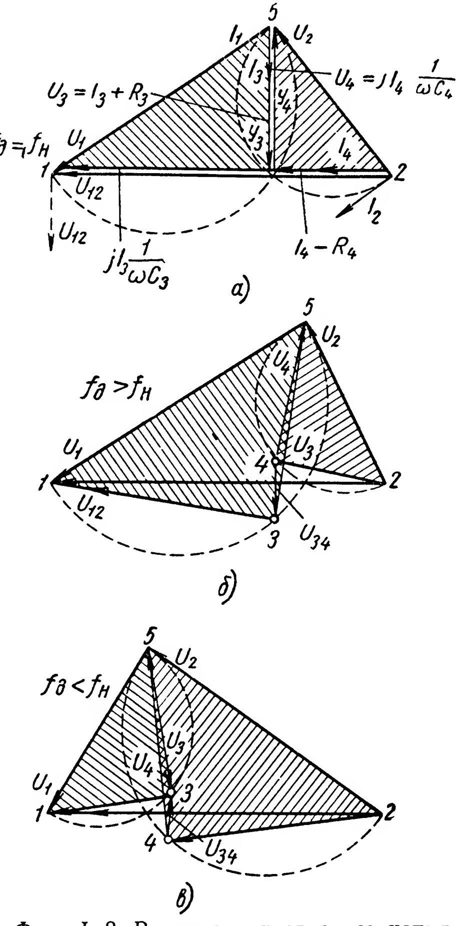
и фаза напряжения $U_{3,4}$ на зажимах *3* и *4* зависят от величины и знака отклонения частоты. Если частота повышается, то напряжение $U_{3,4}$ опережает входное напряжение $U'_{1,2}$ приблизительно на угол 90°. Если же частота понижается, то напряжение $U_{3,4}$ примерно настолько же отстает от напряжения $U'_{1,2}$.

На фиг. I. 8 приведены векторные диаграммы, характеризующие работу частотного четырехполюсника. Диаграммы даны для трех случаев: $f = f_н$; $f > f_н$ и $f < f_н$.

Потенциалы точек *3* и *4* должны располагаться на окружностях, построенных на векторах U_1 и U_2, как на диаметрах.

Сопротивление катушки индуктивности *Dp* подбирается с таким расчетом, чтобы напряжение $U'_{1,2}$ было сдвинуто относительно напряжения $U_{1,2}$ на 90°. При этом напряжение $U_{3,4}$ в зависимости от знака отклонения частоты от номинальной либо совпадает, либо находится в противофазе с напряжением $U_{1,2}$.

Напряжение $U_{3,4}$ подается на фазовый детектор, выход которого может быть связан, например, с обмоткой управления электромашинного усилителя.



Фиг. I. 8. Векторные диаграммы напряжений чувствительного элемента регулятора частоты:

а — номинальная частота; *б* — частота выше номинальной; *в* — частота ниже номинальной.

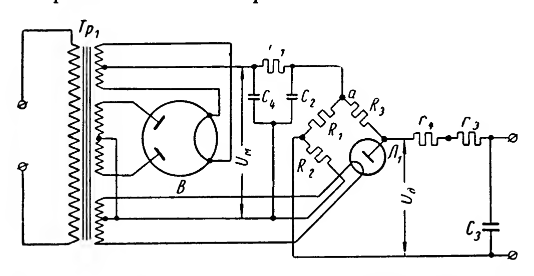
В качестве чувствительных элементов в регуляторах частоты используются и другие схемы полосовых фильтров, фаза выходного напряжения которых зависит от знака отклонения частоты входного напряжения (регуляторы ЦНИЭЛ МЭС и др.).

2. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Электронные чувствительные элементы применяются в различных вариантах во многих областях техники регулирования как для цепей постоянного, так и для цепей переменного тока (низкой и высокой частоты).

Ниже приводится лишь несколько наиболее употребительных схем электронных чувствительных элементов, применяемых для регулирования напряжения или силы тока. Эти схемы в известной степени можно считать типовыми, так как все подобные чувствительные элементы практически основаны на использовании известных свойств электронной лампы, применяющейся в различных вариантах с звеньями, содержащими R, C и L.

В качестве примера рассмотрим чувствительный элемент электронного регулятора напряжения (фиг. I. 9), который представляет собой мостиковую схему, собранную на линейных и нелинейных сопротивлениях. Три плеча моста составлены из активных линейных сопротивлений $R_1 = R_2 = R_3$ (примерно 50 *ком*). В четвертом плече включен диод $Л_1$. Вольфрамовая нить накала диода, имеющая весьма стабильную эмиссию, питается через разделительный трансформатор $Тр_1$ от регулируемого напряжения (генератора). Питание моста осуществляется от двухполупериодного выпрямителя $В$, также подключенного к трансформатору $Тр_1$.



Фиг. I. 9. Схема электронного чувствительного элемента:

$Л_1$ — диод (4Д2); $В$ — двухполупериодный выпрямитель.

При изменении силы тока накала эквивалентное сопротивление диода $Л_1$ резко меняется. Это в значительной степени нарушает баланс моста при небольших изменениях измеряемого напряжения, обеспечивая тем самым высокую чувствительность измерительного элемента. Мост балансируется при нормальном значении измеряемого напряжения (практически на 1—2% выше). При отклонении напряжения от заданного баланс моста нарушается и в его диагонали появляется напряжение $U_д$, которое через сопротивление r_4 и фильтр r_3, C_3 воздействует на усилительный элемент регулятора. Показанные на схеме сопротивление r_1 и емкости C_1 и C_2 служат для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения, поступающего на вход измерительного моста, а фильтр r_3, C_3 — для сглаживания пульсаций напряжений, подводимого к усилительному элементу. Частота пульсаций этого напряжения составляет 100 *гц* и зависит главным образом от колебаний температуры нити накала диода $Л_1$, по которой проходит переменный ток частотой 50 *гц*.

Для определения чувствительности измерительного элемента рассмотрим режим холостого хода моста в случае, когда диагональ моста разомкнута. При этом напряжение на диагонали $U_д$ будет равно

$$U_д = U_м \frac{R_л R_1 - R_2 R_3}{(R_л + R_3)(R_1 + R_2)}, \tag{I. 8}$$

где $U_м$ — напряжение питания моста;

$R_л = f(U_a I_н)$ — сопротивление диода, являющееся функцией анодного напряжения U_a и силы тока накала $I_н$.

При $R_1 = R_2 = R$ получим

$$U_д = \frac{U_м}{2} \cdot \frac{R_л - R}{R_л + R} \qquad (I.\ 9)$$

Отсюда следует, что при балансе моста, когда $R_л = R_{л0} = R$ напряжение на диагонали будет равно

$$U_д = \frac{U_м}{4R}\left(\frac{\partial R}{\partial U_a}\Delta U_a + \frac{\partial R}{\partial I_н}\Delta I_н\right). \qquad (I.\ 10)$$

Предположим, что

$$\Delta U_a = a\Delta U_г \quad \text{и} \quad \Delta I_н = b\Delta U_г,$$

где $\Delta U_г$ — абсолютное приращение напряжения генератора;

a и b — коэффициенты пропорциональности.

Тогда

$$U_д = \frac{U_м}{4R}\left(\frac{\partial R}{\partial U_a}a + \frac{\partial R}{\partial I_н}b\right)\Delta U_г = k\Delta U_г, \qquad (I.\ 11)$$

где

$$k = \frac{U_м}{\varphi R}\left(\frac{\partial R}{\partial U_a}a + \frac{\partial R}{\partial I_н}b\right).$$

При включении в диагональ сопротивления нагрузки $R_{наг}$, напряжение на диагонали снижается:

$$U_д = k_1\Delta U_г, \qquad (I.\ 12)$$

где

$$k_1 = k\frac{R_{наг}}{R_{наг} + R_м};$$

$R_м$ — внутреннее сопротивление моста, найденное при рабочем режиме.

Учитывая запаздывание в установлении температуры нити накала при изменении измеряемого напряжения и переходя к безразмерным единицам, получим приближенное уравнение измерительного элемента:

$$T\frac{dU_д}{dt} + U_д = k_1 U_г, \qquad (I.\ 13)$$

где

$$U_д = \frac{U_д}{U_{г0}};$$

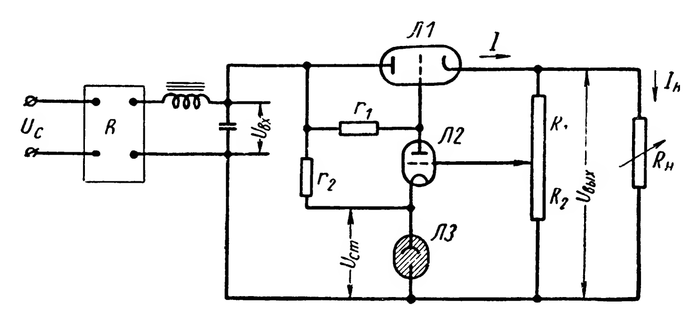
$$U_г = \frac{\Delta U_г}{U_{г0}};$$

T — постоянная времени нагрева нити накала. (Обычно $T \leqslant \leqslant 0,1$ сек.);

$U_{г0}$ — нормальное значение измеряемого напряжения.

Уравнение (I. 13) показывает, что измерительный элемент эквивалентен инерционному звену с постоянной времени T и коэффициентом усиления k_1.

Другим примером электронного чувствительного элемента может служить измерительная схема электронного стабилизатора напряжения, схема которого приведена на фиг. I. 10. Такие устройства применяются для стабилизации напряжений выпрямителей, питающих телевизионную, радиоизмерительную и другую аппаратуру, для нормальной работы которой необходима большая точность стабилизации напряжения или источник с малым внутренним сопро-



Фиг. I. 10. Схема электронного стабилизатора напряжения: B — выпрямитель; $Л_1$ и $Л_2$ — лампы; $Л_3$ — стабиливольт.

тивлением. Подобные стабилизаторы отличаются малым запаздыванием (практически они безынерционны).

Недостатком этих стабилизаторов является значительное количество ламп, ограниченная сила тока, низкий к. п. д. и необходимость применения выпрямителя с напряжением, значительно превышающим напряжение нагрузки.

Принцип действия стабилизатора заключается в следующем. Последовательно с выпрямителем и нагрузкой $R_н$ включается регулирующая лампа $Л_1$, сопротивление которой в результате изменения напряжения на сетке автоматически изменяется. Напряжение на нагрузке при изменении напряжения питания $U_{вх}$ и силы тока нагрузки $I_н$ остается почти неизменным.

Напряжение на сетке лампы $Л_1$ зависит от падения напряжения на анодной нагрузке (r_1) усилительной лампы $Л_2$. На сетку лампы $Л_2$ подается разность напряжений с выхода стабилизатора (с потенциометра R_1R_2) и неизменного напряжения стабиливольта $Л_3$. Если выходное напряжение $U_{вых}$ возрастает в результате уменьшения силы тока нагрузки $I_н$ или увеличения входного напряжения $U_{вх}$, то напряжение на сетке лампы $Л_2$ увеличивается. Это приводит к понижению напряжения на сетке лампы $Л_1$ и увеличению ее сопротивления, а следовательно, и к уменьшению выходного напряжения.

Напряжение стабиливольта $Л_3$, будучи постоянным, с достаточной точностью используется в качестве эталонного для компенсационного метода измерения выходного напряжения стабилизатора.

Напряжение на сетке лампы $Л_2$, т. е. напряжение выхода чувствительного элемента, будет равно

$$U_{c2} = \alpha U_{вых} - U_{cm}, \qquad (I.\ 14)$$

где α — коэффициент, определяемый положением ползунка на потенциометре R_1R_2;

U_{cm} — напряжение на стабиливольте.

Уравнение (I. 14) показывает, что

$$\Delta U_{c2} = \alpha \Delta U_{вх}, \qquad (I.\ 15)$$

т. е. изменение напряжения на выходе стабилизатора целиком (в масштабе α) передается на сетку усилительной лампы $Л_2$ и, следовательно, при U_{cm}, близком к $\alpha U_{вых}$, относительное изменение U_{c2} значительно больше, чем относительное изменение $U_{вых}$. В этом заключается основной смысл применения компенсационной схемы измерения. Если обозначить $\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \gamma$ и $\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_н} = \lambda$, то для схемы, показанной на фиг. I. 10, получим[1]

$$\gamma = \frac{1 + \mu_1\left(1 - \frac{r_1}{R_{i2} + r_1}\right)}{1 + \mu_1\left(1 + \alpha\frac{\mu_2 r_1}{R_{i2} + r_1}\right)} \qquad (I.\ 16)$$

и

$$\lambda = \frac{1}{S_1\left(1 + \alpha\frac{\mu_2 r_1}{R_{i2} + r_1}\right) + \frac{1}{R_{i1}}},$$

где $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$;

μ_1, μ_2 — соответственно коэффициенты усиления ламп $Л_1$ и $Л_2$;

R_{i1}, R_{i2} — соответственно внутренние сопротивления ламп $Л_1$ и $Л_2$;

r_1 — сопротивление анодной нагрузки лампы $Л_2$;

S_1 — крутизна лампы $Л_1$.

Эти формулы показывают, что для уменьшения величин γ и λ следует увеличивать коэффициент усиления лампы $Л_2$. Функции этой лампы выполняют триод или пентод с большим коэффициентом усиления μ или два каскада усиления. В качестве ламп $Л_1$ обычно применяются оконечные или генераторные лампы с большой крутизной, например, 6Л6, 6П3, Г-807.

Для изменения величины регулируемого выходного напряжения достаточно изменить положение ползунка на потенциометре R_1R_2. Чем выше находится ползунок, тем больше величина α и тем меньше будет выходное напряжение. При большом значении μ_2 величина U_{c2} близка к нулю и, следовательно,

$$\alpha U_{вых} \approx U_{cm}, \qquad (I.\ 17)$$

---

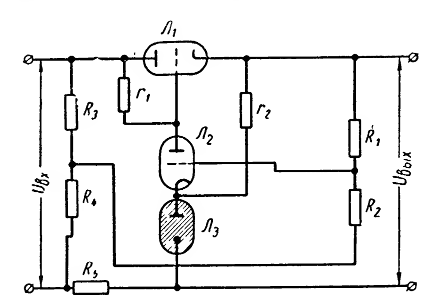
[1] Формулы даны для случая, когда динамическое сопротивление стабиливольта $\frac{\Delta U_{cm}}{\Delta i_{cm}}$ равно нулю.

т. е.

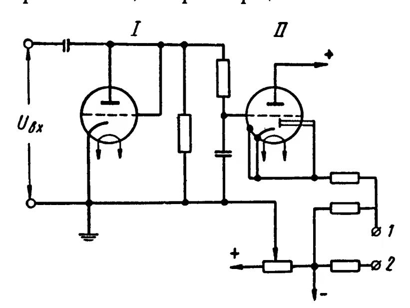
$$U_{вых} \approx \frac{U_{ст}}{\alpha}.$$

В рассматриваемой схеме величины γ и λ нельзя сделать равными нулю, ибо регулирование напряжения происходит по сигналу рассогласования между выходным напряжением $\alpha U_{вых}$ и постоянным напряжением стабиливольта $U_{ст}$, т. е. схема имеет статическую характеристику.

Для обеспечения большей точности стабилизации напряжения используют схему компаундирования по току нагрузки и входному напряжению. В этом случае на сетку управляющей лампы $Л_2$ (фиг. I. 11) подается выходное напряжение, пропорциональное



Фиг. I. 11. Схема электронного стабилизатора напряжения с компаундированием по току нагрузки и входному напряжению.



Фиг. I. 12. Измерительная часть схемы лампового вольметра ВКС-7Б.

входному, и напряжение, пропорциональное силе тока. В тех случаях, когда силу тока необходимо регулировать, обычно используют схемы чувствительных элементов регуляторов напряжения, с той лишь разницей, что в качестве входной величины используется не напряжение, а регулируемый ток.

Измерительные схемы серийных ламповых вольтметров также могут быть использованы как электронные чувствительные элементы, например для измерения напряжения или силы тока, если предусмотреть достаточно стабильное их питание.

Схема, представленная на фиг. I. 12, состоит из диодного выпрямителя *I* и усилителя постоянного тока *II* на лампе 6Г7. Диод шунтируется большим сопротивлением для разрядки входного конденсатора при малых значениях напряжения. На усилительную лампу входное напряжение поступает через фильтр, благодаря наличию которого на сетку лампы поступает только постоянная составляющая измеряемого напряжения.

Управляющий сигнал, подаваемый на последующие звенья регулятора, снимается с клемм *1* и *2* в катодной цепи усилителя. В системах регулирования напряжения или силы тока могут быть применены в качестве чувствительных элементов также измерительные схемы других известных ламповых вольтметров, например, типа ЛВ-9-2, ВЛУ-2 и др.

3. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

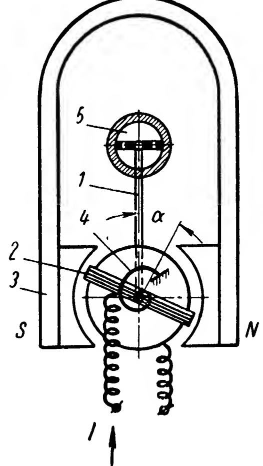
Принцип действия магнитоэлектрического чувствительного элемента (фиг. I. 13) основан на взаимодействии электрического тока с постоянным магнитным полем. В зависимости от схемы включения, его можно использовать для измерения либо силы постоянного тока, либо постоянного напряжения.

В качестве выходной величины такого элемента можно рассматривать угол поворота его оси.

Крутящий момент, действующий на рамку, равен

$$M_{вр} = \frac{BFw}{9810} I \sin\alpha, \qquad (I.\ 18)$$

где B — магнитная индукция в зазоре в гауссах;
F — площадь активной части рамки в $см^2$;
w — число витков;
I — сила тока в $ма$;
α — угол, определяющий начальное положение рамки.



Фиг. I. 13. Схема магнитоэлектрического чувствительного элемента:

1—ось; 2—рамка; 3—постоянный магнит; 4 — пружина; 5 — демпфер; I — сила тока в рамке; α — угол поворота оси.

Крутящий момент обычно уравновешивается противодействующим моментом пружины, который равен

$$M_{пр} = c_{пр}\alpha. \qquad (I.\ 19)$$

У современных магнитоэлектрических приборов для повышения устойчивости их движения используется главным образом принцип жидкостного трения. Для этой цели в них предусматриваются жидкостные или воздушные демпферы.

В этом случае уравнение движения рамки магнитоэлектрического чувствительного элемента в линейном виде можно записать следующим образом:

$$T_1^2 \frac{d^2\alpha}{dt^2} + r\frac{d\alpha}{dt} + \alpha = k'I, \qquad (I.\ 20)$$

где

$$T_1 = \sqrt{\frac{J}{c_{пр}}}; \quad r = \frac{R_0}{c_{пр}}; \quad k' = \frac{BFw}{9810c_{пр}};$$

J — момент инерции подвижной системы;
R_0 — момент жидкостного трения (демпфера), отнесенный к единице угловой скорости; $R_0 = \frac{R}{\omega}$.

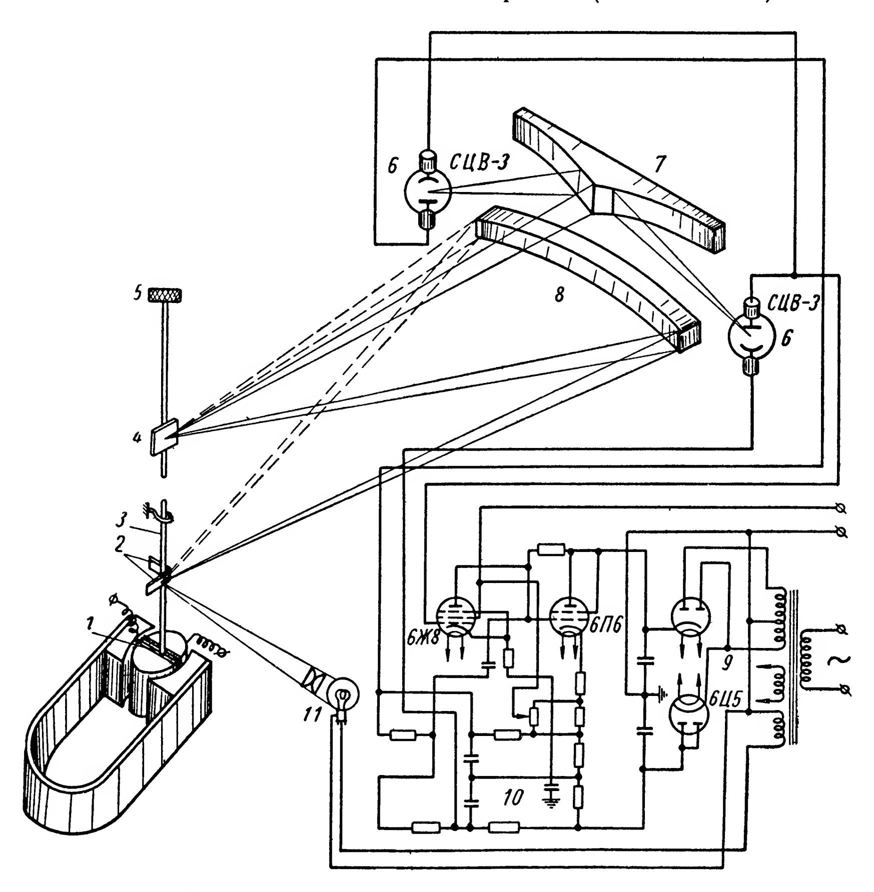
Применив преобразования Лапласа, на основании уравнения (I. 20) получим передаточную функцию магнитоэлектрического чувствительного элемента:

$$KW(s) = \frac{k}{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}, \qquad (I.\ 21)$$

где

$$\zeta = \frac{r}{2\sqrt{\frac{J}{c_{np}}}}; \quad k = k' \frac{I_0}{\alpha_0}.$$

В современных регуляторах магнитоэлектрические чувствительные элементы непосредственно не используются, главным образом вследствие малого крутящего момента рамки (50—100 *мгсм*). Однако



Фиг. I. 14. Схема магнитоэлектрического чувствительного элемента с фотоэлектронным усилителем.

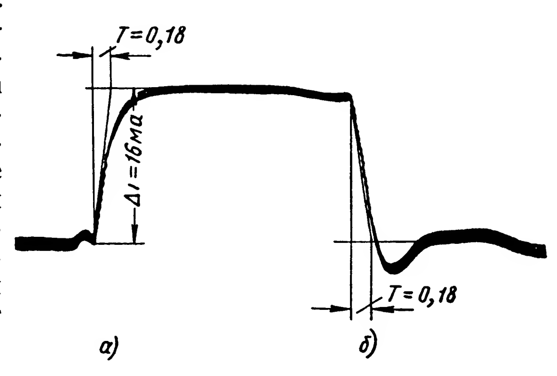
применение магнитоэлектрического чувствительного элемента в качестве измерителя силы тока или напряжения постоянного тока в сочетании, например, с фотоэлектронным усилителем (фиг. I. 14) может оказаться весьма эффективным.

Прибор работает следующим образом. При изменении силы тока, поступающего в обмотку подвижной рамки *1*, она поворачивается вместе с закрепленными на оси *3* зеркалами *2*. Луч света от

осветителя *11*, отразившись от зеркала *2*, попадает на вогнутое цилиндрическое зеркало *8*, ось которого совпадает с осью чувствительного элемента.

Луч, отраженный от зеркала *8*, попадает на зеркало *4*, закрепленное на оси задатчика *5* измерителя, являющейся продолжением оси чувствительного элемента.

Отразившись последовательно от зеркала *4* и разделителя *7*, луч света двумя световыми потоками направляется на фотоэлементы *6*, образующие плечи мостиковой схемы *10*, питаемой от выпрямителя *9*. Параметры усилителя подбираются таким образом, что ток проходит через нагрузку, подключенную к выходу усилителя, только тогда, когда освещенность фотоэлементов различна, т. е. когда происходит угловое смещение между осями чувствительного элемента и задатчика.

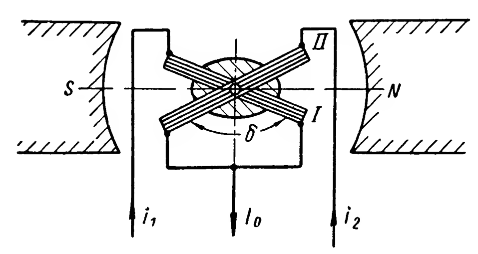


Фиг. I. 15. Осциллограмма переходного процесса тока на выходе чувствительного элемента, показанного на фиг. I. 14:

а — процесс при избыточном демпфировании; *б* — процесс при недостаточном демпфировании; Δi — максимальное изменение силы тока; *T* — постоянная времени.

Коэффициент усиления измерителя может быть значителен, а его постоянная времени достаточно мала (фиг. I. 15).

Наряду с магнитоэлектрическими гальванометрами в качестве чувствительных элементов для измерения силы тока и напряжения могут быть использованы магнитоэлектрические логометры (фиг. I. 16), отличающиеся неравномерным воздушным зазором между полюсами магнита и сердечника, т. е. непостоянной магнитной индукцией в зазоре.



Фиг. I. 16. Схема магнитоэлектрического логометра.

По рамкам *I* и *II* подвижной системы логометра, расположенным под некоторым углом δ, проходят различные токи i_1 и i_2, создающие крутящие моменты, направленные навстречу один другому.

Поворот подвижной системы в ту или иную сторону будет определяться разностью крутящих моментов обеих рамок:

$$M_1 - M_2 = \frac{Fw}{9810} B_m \left[i_1 \sin\left(\frac{\delta}{2} - \alpha\right) - i_2 \sin\left(\frac{\delta}{2} + \alpha\right)\right]. \qquad (I. 22)$$

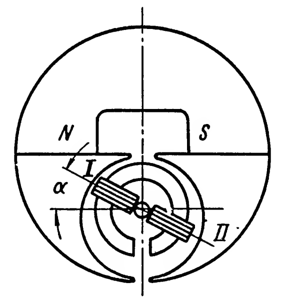
Отсюда получим уравнение статики логометра:

$$\alpha = \psi(\nu), \tag{I. 23}$$

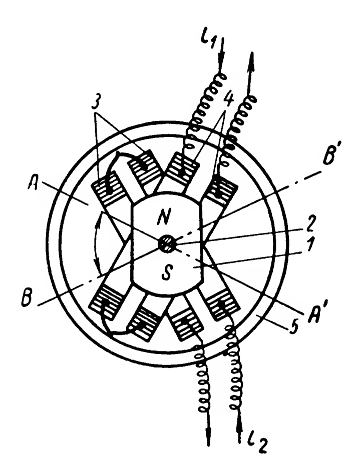
где $\nu = \frac{i_1}{i_2}$.

Уравнение динамики логометра при тех же допущениях, практически не отличается от уравнения (I. 20).

На фиг. I. 17 приведена схема логометра[1] с двумя рамками *I* и *II*, расположенными в одной плоскости и связанными с осью вращения только своими внутренними боковыми сторонами. От магнитного поля боковые стороны экранированы кольцеобразным сердечником. Поэтому в данном логометре крутящий момент каждой из рамок создается только внешней ее стороной.



Фиг. I. 17. Схема логометра с двумя рамками, расположенными в одной плоскости: *I, II* — рамки; α — угол поворота рамок.



Фиг. I. 18. Схема логометра с подвижным магнитом.

Существуют также логометры с подвижным магнитом и неподвижными рамками (фиг. I. 18). Постоянный магнит *1* такого логометра может вращаться вместе с осью *2*. Каждая пара последовательно соединенных рамок *3* и *4* неподвижно закреплена внутри кольцевого пермаллоевого экрана *5*. При прохождении токов i_1 и i_2 по рамкам *3* и *4* внутри логометра образуются магнитные поля, направленные по осям *AA'* и *BB'*. Постоянный магнит *1* устанавливается по направлению суммарного магнитного поля.

Приближенно уравнение статики такого логометра, определяемое зависимостью угла отклонения оси логометра от соотношения токов, имеет вид

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\sin \gamma}{\nu + \cos \gamma}, \tag{I. 24}$$

где γ — угол между рамками;

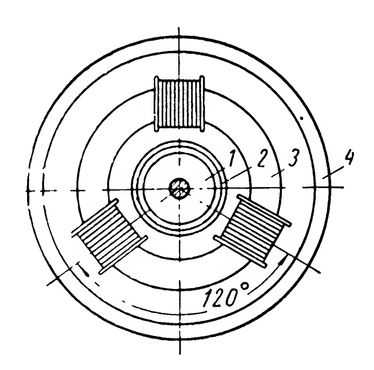
$\nu = \frac{i_1}{i_2}$ — соотношение токов в рамках.

---

[1] См. Брасловский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С., Расчет и конструкция авиационных приборов, Оборонгиз, 1954.

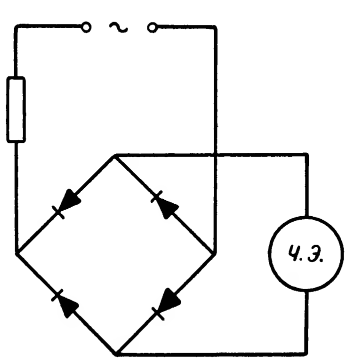
Уравнение динамики и для этого варианта логометра приближенно может быть записано в виде уравнения (I. 20).

В качестве чувствительных элементов могут быть также применены логометры с подвижным магнитом и тремя неподвижными катушками, расположенными одна к другой под углом 120°. Магнит *1* (фиг. I. 19), соединенный с выходной осью, установлен внутри алюминиевого цилиндра *2*, который выполняет функции демпфера. При движении магнита тело цилиндра пересекает магнитное поле и наводит в нем индукционные токи, взаимодействие которых с полем магнита приводит к затуханию колебаний подвижной системы чувствительного элемента.



Фиг. I. 19. Схема логометра с тремя неподвижными катушками:

1 — магнит; *2* — демпфер; *3* магнитопровод; *4* — экран.



Фиг. I. 20. Схема двухполупериодного выпрямителя для магнитоэлектрического чувствительного элемента при работе на переменном токе.

Магнитоэлектрические чувствительные элементы неприменимы в цепях переменного тока, так как крутящий момент, действующий на подвижную систему элемента, периодически изменяется по величине и направлению и в среднем, за один период изменения силы тока, равен нулю. Поэтому, если при измерении переменного тока необходимо использовать высокую чувствительность, свойственную магнитоэлектрическим приборам, нужно предварительно выпрямлять переменный ток.

Предпочтительнее всего применять схему двухполупериодного выпрямления (фиг. I. 20), в которой меднозакисные или селеновые выпрямители образуют мостик. К одной диагонали мостика подводится переменный ток, а в другую включается магнитоэлектрический чувствительный элемент. При расчете следует учитывать не только сопротивление чувствительного элемента, но и сопротивление выпрямителя, которое является непостоянным и зависит от величины подводимого к нему напряжения.

Магнитоэлектрический чувствительный элемент с выпрямителем измеряет среднее значение переменного тока. Поскольку для переменного тока характерным является не среднее, а эффективное

значение тока $I_{эфф}$, такой чувствительный элемент следует тарировать с учетом коэффициента k_f формы кривой переменного тока. Для синусоидального тока

$$k_f = \frac{I_{эфф}}{I_{ср}} = 1{,}11.$$

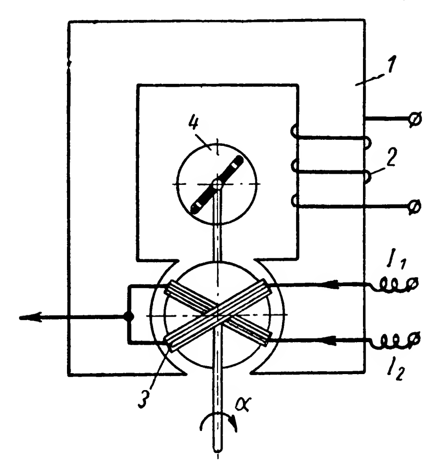
Вибрационные магнитоэлектрические чувствительные элементы, известные под названием вибрационных гальванометров, могут применяться в качестве чувствительных элементов регуляторов в стационарных условиях.

В этих приборах в поле постоянного магнита на натянутой струне подвешивается небольшая катушка, которая при прохождении переменного тока совершает колебательные движения. Для повышения чувствительности обычно изменяют длину струны и настраивают колебания в резонанс с измеряемым переменным током.

Для схемы с фотоэлектронным усилителем характерны малое индуктивное и емкостное сопротивления вибрационного гальванометра. Учитывая это, чувствительность прибора можно дополнительно повысить, что дает возможность использовать такой прибор для точных регуляторов, чувствительный элемент которых работает по нулевому методу.

4. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Электродинамические чувствительные элементы, в которых магнитопровод для увеличения крутящего момента выполнен из листовой стали, называются ферродинамическими.



Фиг. I. 21. Схема электродинамического чувствительного элемента:
1 — электромагнит; *2* — обмотка; *3* — рамка; *4* — демпфер; I_1 и I_2 силы тока в рамках; α — угол поворота оси.

Ферродинамический чувствительный элемент (фиг. I. 21) отличается от магнитоэлектрического тем, что в нем постоянный магнит заменен электромагнитом, возбуждающимся от специальной обмотки, по которой проходит ток той же частоты, что и по рамке.

Уравнение статики чувствительного элемента, выражающее зависимость изменения угла отклонения оси прибора от значений токов в обмотках электромагнита и рамки, имеет вид

$$\alpha = \frac{k_в F w_1 w_2 I_1 I_2}{9810 c_{пр}} \cos \varphi, \quad (I.25)$$

где $k_в$ — коэффициент, зависящий от магнитного сопротивления магнитопровода и воздушного зазора;

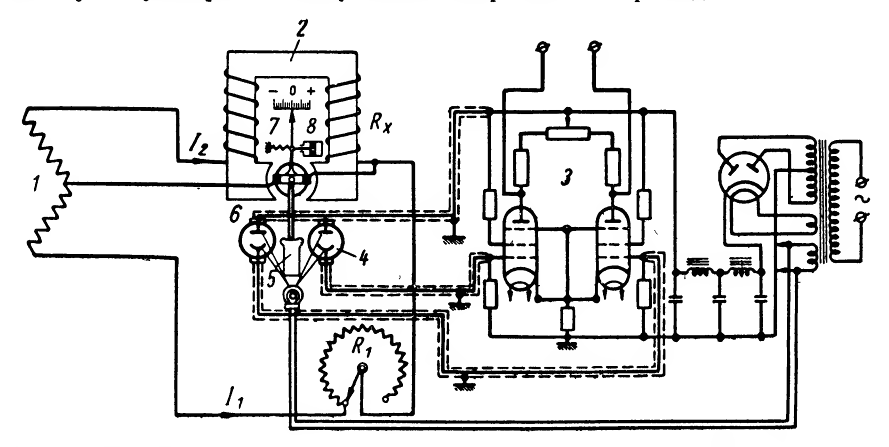
F — площадь рамки;

w_1 — число витков рамки;
w_2 — число витков электромагнита;
I_1 — эффективное значение силы тока рамки;
I_2 — эффективное значение силы тока обмотки электромагнита;
c_{np} — коэффициент жесткости пружины;
φ — угол сдвига фаз между токами I_1 и I_2.

Пренебрегая магнитным сопротивлением металла и потоками рассеяния, получим

$$k_в = 0,4 \frac{\pi}{\delta_0},$$

где δ_0 — суммарный воздушный зазор магнитопровода.



Фиг. I. 22. Схема измерителя угловой скорости с ферродинамическим чувствительным элементом и фотоэлектронным усилителем:

R_1 — активное сопротивление; R_x — сопротивление обмотки электромагнита.

С учетом $k_в$ найдем

$$\alpha = kI_1I_2\cos\varphi, \qquad (I.\ 26)$$

где

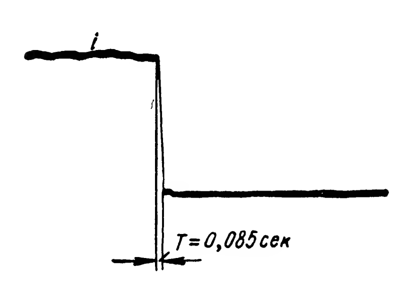
$$k = 0,4 \frac{\pi F w_1 w_2}{9810\delta_0 c_{np}}.$$

Наиболее эффективно использовать для автоматического регулирования ферродинамические чувствительные элементы с фотоэлектронными усилителями.

Принцип действия ферродинамического чувствительного элемента (фиг. I. 22) основан на сравнении величины индуктивного сопротивления R_x обмотки электромагнита *2* чувствительного элемента с омическим сопротивлением R_1, питаемыми двухфазным генератором *1* переменного тока. Каждому значению угловой скорости объекта соответствует определенное индуктивное сопротивление, а следовательно, и сила тока I_2 в обмотке электромагнита *2*. Величина тока I_1, проходящего через сопротивление R_1, уменьшается обратно пропорционально сопротивлению.

Для данного значения угловой скорости объекта, точнее, для данного напряжения на выходе тахогенератора *1*, сопротивление R_1 подбирается таким, при котором ток I_1 становится равным активной составляющей тока I_2. В этот момент токи I_1 и I_2 сдвинуты по фазе примерно на 180°, вращающий момент рамки *6* чувствительного элемента равен нулю. При этом укрепленный на рамке флажок *5* находится в среднем положении, обеспечивая тем самым одинаковую освещенность обоих фотоэлементов *4*, а ток на выход усилителя не поступает.

При отклонении выходного напряжения генератора *1* от заданного значения изменяется индуктивная составляющая тока и рамка отклоняется до тех пор, пока ее крутящий момент не уравновешивается противодействующим моментом пружины *7*. В этом случае флажок *5* отклоняется от среднего положения и фотоэлементы *4* будут освещены неодинаково. На выходе усилителя *3* появляется ток соответствующей полярности. Сигнал, снимаемый с выхода усилителя, может быть затем использован для управления последующими звеньями регулятора.



Фиг. I. 23. Осциллограмма переходного процесса выходного тока чувствительного элемента, показанного на фиг. I. 22:

i — выходной ток; *T* — постоянная времени.

Для обеспечения затухания колебаний подвижной системы чувствительного элемента чаще всего применяются жидкостные или пневматические демпферы.

На фиг. I. 23 показана осциллограмма изменения силы тока на выходе усилителя ферродинамического чувствительного элемента с фотоэлектронным усилителем. Если пренебречь индуктивностью обмотки электромагнита, а также принять, что такой чувствительный элемент работает без усилителя, то для определения его передаточной функции может быть использовано уравнение (I. 21).

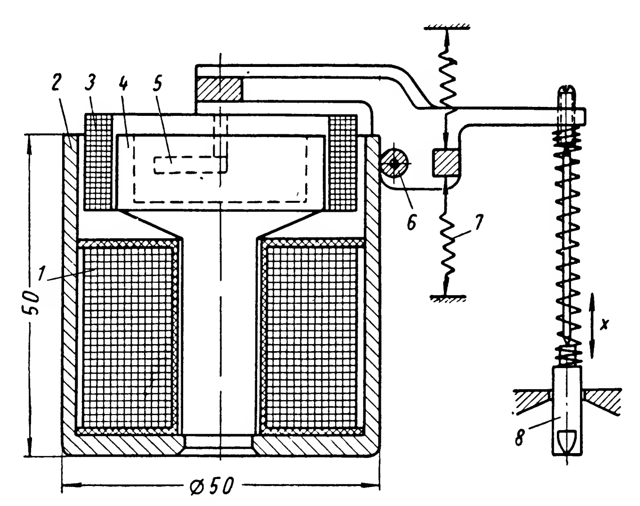
5. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

К рассматриваемой группе чувствительных элементов могут быть отнесены многочисленные электромеханические преобразователи, часто применяемые в различных электронно-пневматических или электронно-гидравлических системах автоматического регулирования. Эти элементы преобразуют электрический сигнал управления, снимаемый чаще всего с выхода электронного, магнитного или смешанного усилителя, в механическое перемещение управляющего элемента (струйной трубки, заслонки или золотника) пневматических или гидравлических усилителей мощности.

Ниже рассматривается одна из типовых конструкций электромеханического преобразователя (фиг. I. 24).

В цилиндрическом башмаке *2* магнитопровода *4* электромагнита расположена подвижная катушка *3*. Обмотка *1* электромагнита,

при обтекании постоянным током, создает постоянное магнитное поле. Магнитная индукция в воздушном зазоре между магнитопроводом и подвижной катушкой составляет примерно 2500—3500 *гс*. При поступлении на обмотку подвижной катушки сигнала управления (обычно в виде выпрямленного тока или разности токов определенной полярности) она под воздействием механического усилия втягивается на величину, пропорциональную силе тока. При уменьшении силы тока катушка возвращается обратно пружиной *7*.



Фиг. I. 24. Электродинамический преобразователь:

1 — катушка электромагнита; *2* — башмак; *3* — подвижная катушка; *4* — магнитопровод; *5* — демпфер; *6* — ось; *7* — пружина; *8* — управляющая игла.

Потребляемая таким преобразователем мощность составляет приблизительно 12 *вт*, удельное перемещение 6,25 *мм/а*, максимальная сила тока управления 175 *ма*, собственная частота — 30 *гц*.

Пример. Приведем основные характеристики такого преобразователя. Для катушки, имеющей 200 витков алюминиевого провода общей длиной 27 *м* и диаметром 0,2 *мм*, крутящий момент на 1 *ма* управляющего тока будет равен

$$M = \frac{2500 \cdot 0{,}001 \cdot 2700 \cdot 2{,}5}{9810} = 1{,}85 \text{ } гсм/ма.$$

Сила тока, необходимая для полного перемещения катушки на 1 *мм* при жесткости пружины 130 *г/мм*, составит

$$i_{\max} = \frac{130 \cdot 2{,}5}{1{,}85} = 174 \text{ } ма.$$

Для определенного экспериментально момента трения подвижной системы < 1,5 *гсм* (при длине плеча 2,5 *см*) получим чувствительность подвижной катушки по току:

$$\delta_i = \frac{1{,}5}{0{,}74 \cdot 2{,}5} = 0{,}815 \text{ } ма.$$

Максимальную собственную частоту подвижной системы при отсутствии демпфирования можно определить по формуле

$$\omega = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{M}{J}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{7460}{0{,}2}} = 30{,}75 \text{ гц},$$

где M — момент, создаваемый током и отнесенный к 1 радиану; $M = 130 \cdot 57{,}3 = 7460$ *гсм*;

J — момент инерции подвижной системы, приблизительно равный 0,2 *гсм сек*^{2}.

Уравнение динамики электродинамического преобразователя для малых отклонений катушки можно записать следующим образом:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + k_\alpha \frac{d\alpha}{dt} + c_n r\alpha = M_к - M_c, \qquad (I.\ 27)$$

где α — угол поворота оси преобразователя;

J — момент инерции подвижной системы;

k_α — коэффициент пропорциональности;

c_n — приведенная жесткость пружины;

$M_к$ — крутящий момент;

M_c — момент сопротивления.

Для определения переходного процесса необходимо найти известными методами значения всех коэффициентов, входящих в уравнение (I. 27).

Для предварительного расчета переходного процесса можно значение тока I_1 и коэффициента k_α определить по методу Б. С. Сотскова [1].

Определим магнитную индукцию электромагнита:

$$B = \frac{w_2 I_2 \cdot 10^8}{R_м S_b},$$

где w_2 — число витков обмотки электромагнита;

I_2 — сила тока в обмотке электромагнита;

$R_м$ — магнитное сопротивление системы;

S_b — площадь поперечного сечения магнитного потока в зазоре.

Учитывая индукцию, получим выражение для крутящего момента:

$$M_к = \frac{w_1 w_2 I_1 I_2 l r}{R_м S_b} = k_i I_1 I_2,$$

где l — длина витка подвижной катушки;

r — радиус вращения катушки.

Подставляя в уравнение (I. 27) найденные значения величин и учитывая, что $I_2 = \text{const}$, получим приближенное дифференциальное уравнение движения катушки:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + (k_{\alpha 1} + k_{\alpha 2} + k_{\alpha 3})\frac{d\alpha}{dt} + c_n r\alpha = k_i \frac{E_1}{R + R_p} \cdot \frac{E_2}{R_э} - M_c,$$

[1] Б. С. Сотсков., Основы расчета и проектирование элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.

где $k_{\alpha 1} = c_f \frac{\gamma}{g} r^2 \omega_0$ — коэффициент сопротивления воздушной среды после линеаризации ($c_f = 0,2 \div 0,68$, γ — удельный вес воздуха, $g = 981$ *см/сек*^{2}; ω_0 — угловая скорость катушки);

$k_{\alpha 2} = \frac{k_i}{R + R_p}$ — коэффициент торможения создаваемого токами наведения (R — сопротивление внешней цепи, R_p — сопротивление катушки);

$k_{\alpha 3} = \frac{2Blr \cdot 10^8 i_s}{\frac{d\alpha}{dt}}$ — коэффициент торможения, создаваемого паразитными токами $\left(i_s = \frac{2Blr \cdot 10^{-8}}{R_0} \cdot \frac{d\alpha}{dt}\right)$.

Для успокоения подвижной системы нередко применяются гидравлические масляные демпферы, сопротивление которых, согласно Блазиусу, можно определить по формуле (для $\mathrm{Re} < 10^5$)

$$k_{\alpha\partial} \approx 0{,}39 c_f \nu \frac{\gamma}{g} r,$$

где $c_f = 0,2 \div 0,68$;

ν и $\frac{\gamma}{g}$ — вязкость и плотность жидкости.

При проектировании быстродействующих систем часто необходимо более точно определять переходный процесс преобразователя, особенно при малых значениях t. Для этого приходится учитывать переменную индукцию в системе.

Уравнение тока, по Мак-Леклану, в этом случае можно представить следующим образом:

$$\frac{d(LI)}{dt} + RI = E_1. \tag{I. 28}$$

Вследствие наличия в сердечнике индуцируемых токов напряженность магнитного поля H будет переменной:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial H}{\partial r} - \frac{4\pi\mu \partial H}{\rho dt} = 0.$$

Примем, что индукция зависит от числа витков n и полного магнитного потока на единицу силы тока:

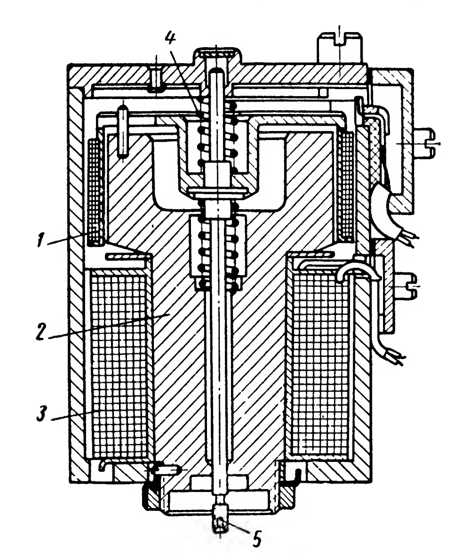
$$L = \frac{2\pi n \mu}{l} \int_0^a rH dr.$$

Отсюда, используя функции Бесселя, можно получить зависимость индукции от времени для малых значений t:

$$L = 8\pi n^2 a \sqrt{\frac{\mu\rho t}{l}},$$

где a — внешний радиус сердечника;
μ — коэффициент магнитной проницаемости сердечника;
ρ — удельное сопротивление;
l — длина сердечника.

После этого уравнение (I. 28) можно привести к виду



Фиг. I. 25. Электродинамический преобразователь:

1 — подвижная катушка; *2* — магнитопровод; *3* — обмотка подмагничивания; *4* — пружина; *5* — ось.

$$L_0 \frac{dI}{dt} + RI = E_1 - 4\pi n^2 a \left(\frac{\mu\rho}{l}\right)^{-\frac{1}{2}} \frac{I_0}{\sqrt{t}}. \qquad (I. 29)$$

Далее, рассматривая второй член левой части уравнения (I. 29) как функцию времени, можно найти для него передаточную функцию.

Таким образом, передаточную функцию преобразователя можно получить произведением двух передаточных функций:

$$K_1W_1(s) = \frac{k_1}{T_м^2 s^2 + 2\zeta Ts + 1}$$

и (I. 30)

$$K_2W_2(s) = \frac{\varepsilon - \psi(t)}{T_э s + 1}.$$

Затем, пользуясь известными методами, можно построить переходный процесс.

Вариант электромеханического преобразователя приведен на фиг. I. 25. Максимальная сила тока управления такого преобразователя составляет 30 *ма*.

6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Для измерения силы тока или напряжения могут быть использованы также электромагнитные логометры (фиг. I. 26).

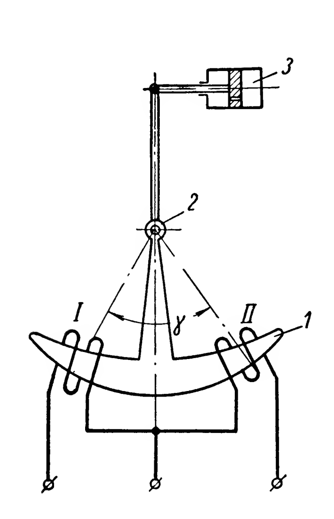
Неподвижные катушки I и II логометра создают магнитное поле, по направлению результирующего напряжения которого устанавливается подвижной железный якорь *1*. Соотношение токов, проходящих по катушкам, преобразуется в механическую величину — угол поворота оси *2* логометра.

Уравнение статики электромагнитного логометра аналогично уравнению статики рассмотренного выше магнитоэлектрического логометра с подвижным магнитом:

$$\alpha = \operatorname{arc\,tg} \frac{\sin\gamma}{\nu + \cos\gamma}.$$

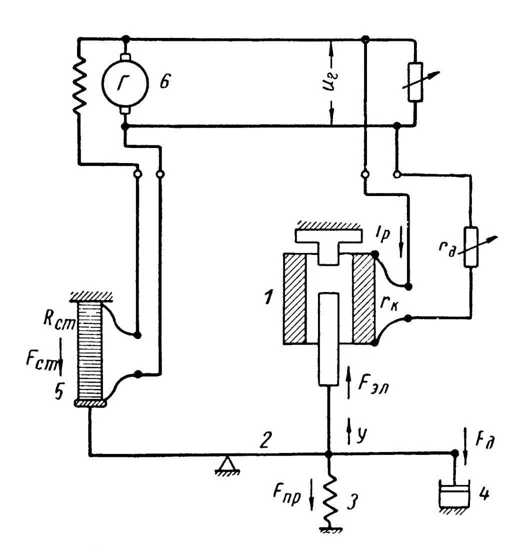
Электромагнитные логометры могут работать не только на постоянном, но и на переменном токе, однако в последнем случае необходимо, чтобы токи в катушках совпадали по фазе. Иначе возникает вращающееся магнитное поле, искажающее характеристику чувствительного элемента. При сдвиге фаз токов на 90° прибор вообще не может работать.

Поскольку крутящий момент якоря электромагнитного логометра невелик, такой логометр можно применять в регуляторах, например, в сочетании с фотоэлектронным усилителем, аналогично одной из приведенных выше схем (фиг. I. 14 и I. 22).



Фиг. I. 26. Схема электромагнитного чувствительного элемента:

1 — якорь; 2 — ось; 3 — демпфер; γ — угол отклонения якоря.



Фиг. I. 27. Схема электромагнитного чувствительного элемента регулятора напряжения:

1 — электромагнит; 2 — рычаг; 3 — пружина; 4 — демпфер; 5 — угольный столб; Г — генератор.

Другой пример использования электромагнитного чувствительного элемента в схемах регулирования напряжения показан на фиг. I. 27.

Ввиду того что электромагнит *1* может развивать значительные перестановочные усилия, чувствительный элемент обычно, без промежуточного усиления, воздействует на регулирующий элемент, в данном случае — на угольный столб *5*.

Уравнение движения рычага *2* чувствительного элемента имеет вид

$$M\frac{d^2y}{dt^2} + k_д\frac{dy}{dt} = F_{эл}(i_p y) + F_{ст1}(y) - F_{пр}(y), \qquad (I.\ 31)$$

где y — перемещение рычага;

M — масса подвижных частей, приведенных к рычагу;

k_∂ — коэффициент демпфирования демпфера;

$F_{эл}$ — сила втягивания электромагнита, зависящая от силы тока в катушке электромагнита i_p и положения подвижного сердечника относительно неподвижного, определяемого координатой y;

$F_{ст1}$ — сила реакции угольного столба, зависящая от координаты y;

$F_{пр}$ — усилие пружины, зависящее от координаты y.

Сила втягивания электромагнита $F_{эл}$ пропорциональна квадрату силы тока в катушке:

$$F_{эл} = i_p^2 f_1(y) = \left(\frac{U_2}{r_к + r_\partial}\right)^2 f_1(y),$$

где $r_к$ — сопротивление катушки электромагнита регулятора;

r_∂ — добавочное сопротивление в цепи катушки электромагнита регулятора.

Вид функции $f_1(y)$ зависит от формы сердечников и начального зазора между ними.

Разложим функции $F_{эл}$, $F_{ст1}$ и $F_{пр}$ в ряды Тейлора и отбросим нелинейные члены. Тогда

$$F_{эл} = \left(\frac{U_{20}}{r_к + r_\partial}\right)^2 f_1(y_0) + \left(\frac{U_{20}}{r_к + r_\partial}\right)^2 \frac{\partial f_1}{\partial y} \Delta y +$$

$$+ 2U_{20} \frac{1}{(r_к + r_\partial)^2} f_1(y_0) \Delta U_2$$

и

$$F_{ст1} = f_2(y) = f_2(y_0) + \frac{\partial f_2}{\partial y} \Delta y,$$

$$F_{пр} = f_3(y) = f_3(y_0) + \frac{\partial f_3}{\partial y} \Delta y.$$

Подставим результаты разложения в уравнение движения рычага и исключим из него уравнение равновесия:

$$\frac{U_{20}^2}{(r_к + r_\partial)^2} f_1(y_0) + f_2(y_0) - f_3(y_0) = 0.$$

В результате этого получим уравнение движения рычага в линейном приближении:

$$M \frac{d^2 \Delta y}{dt^2} + k_\partial \frac{d\Delta y}{dt} + \left[\frac{\partial f_3}{\partial y} - \frac{\partial f_2}{\partial y} - \left(\frac{U_{20}}{r_к + r_\partial}\right)^2 \frac{\partial f_1}{\partial y}\right] \Delta y =$$

$$= 2 \frac{U_{20}}{(r_к + r_\partial)^2} f_1(y_0) \Delta U_2.$$

Переходя к безразмерным единицам, окончательно получим

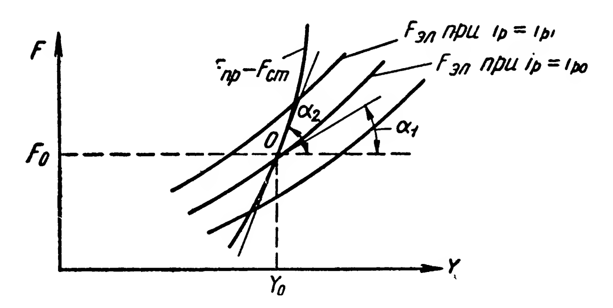
$$T_1^2 \frac{d^2 \bar{y}}{dt^2} + T_2 \frac{d\bar{y}}{dt} + \bar{y} = k\bar{U}_2, \tag{I. 32}$$

где:

$$y = \frac{\Delta y}{y_0}; \quad \overline{U}_2 = \frac{\Delta U_2}{U_{20}}; \quad T_1^2 = \frac{M}{C}; T_2 = \frac{k_\partial}{C};$$

$$k = \frac{2U_{20}^2}{(r_к + r_\partial)^2} \cdot \frac{f_1(y_0)}{C}; \quad C = \frac{\partial f_3}{\partial y} - \left(\frac{\partial f_2}{r_к + r_\partial}\right)^2 \frac{\partial f_1}{\partial y}.$$

Последнее уравнение показывает, что угольный регулятор представляет собой колебательное звено с постоянными времени T_1 и T_2 и коэффициентом усиления k.



Фиг. I. 28. Статические характеристики электромагнитного чувствительного элемента (фиг. I. 27):

$F_{пр}$ — сила пружины; $F_{эл}$ — сила втягивания электромагнита; $F_{ст}$ — сила реакции угольного столба.

Значение коэффициента усиления k определяется величиной C. При $C = 0$ уравнение (I. 32) вырождается и принимает вид

$$M \frac{d^2\overline{y}}{dt^2} + k_\partial \frac{dy}{dt} = 2 \left(\frac{U_{20}}{r_к + r_\partial}\right)^2 \frac{f_1(y_0)}{y_0} \overline{U}_2. \qquad (I. 33)$$

В этом случае при отклонении напряжения генератора, подводимого к электромагниту от заданного ($\overline{U}_2 \neq 0$), рычаг чувствительного элемента перемещается, ибо, согласно уравнению (I. 33), значение $\overline{U}_2$ определяет не относительную координату y, а относительную скорость координаты $\frac{d\overline{y}}{dt}$. Таким образом, если процесс регулирования устойчив и подвижная система находится в равновесном положении, то при условии $\overline{U}_2 = 0$ и при $C = 0$ чувствительный элемент поддерживает значение регулируемого напряжения постоянным на всем диапазоне изменения координаты y, или (что то же самое) на всем рабочем диапазоне изменения нагрузки генератора или его скорости.

Рассмотрим графическое изображение величины C. На фиг. I. 28 показана серия характеристик электромагнитного чувствительного элемента, определяющих зависимость величины $F_{эл}$ от координаты y для разных значений тока i_p.

Там же приведены результирующая характеристика пружины и силы реакции угольного столба ($F_{np} - F_{cm1}$). В точке O характеристики пересекаются и определяют координаты равновесного состояния: y_0 и i_{p0}.

Графики показывают, что величина C, определенная выше, пропорциональна разности тангенсов углов α_2 и α_1:

$$C = \frac{\partial f_3}{\partial y} - \frac{\partial f^2}{\partial y} - \left(\frac{U_{20}}{r_к + r_д}\right)^2 \frac{\partial f_1}{\partial y} = \frac{\partial (F_{np} - F_{cn1})}{\partial y} - \frac{\partial F_{эл}}{\partial y} \equiv \operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1;$$

$$y = y_1; \quad i_p = i_{p0}.$$

Если результирующие характеристики пружины и силы реакции столба совпадают с характеристиками электромагнитного чувствительного элемента при $i_p = i_{p0}$, то $\alpha_2 = \alpha_1$. Значение C в этом случае равно нулю и, следовательно, система будет астатически настроена. При несовпадении характеристик наблюдается остаточный статизм, степень которого — величина обратно пропорциональная коэффициенту усиления k, пропорциональна значению C, т. е. величине $\operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1$. Для получения надлежащего статизма или астатической настройки чаще всего устанавливают нелинейные пружины, что дает возможность получить соответствующие характеристики чувствительного элемента.

Регулируемое напряжение — уставка может изменяться путем изменения начальной затяжки пружины. Проще, однако, изменять с этой целью добавочное сопротивление $r_д$, при увеличении которого увеличивается и регулируемое напряжение.

В последнее время для обеспечения большей точности чувствительные элементы угольных регуляторов напряжения выпускаются без демпфера. Устойчивая работа системы в этом случае достигается при введении гибкой (трансформаторной) обратной связи. Уравнения чувствительного элемента подобного регулятора будут записываться в несколько отличной форме.

7. ИНДУКЦИОННЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Особенностью приборов, основанных на индукционном принципе, и применяемых только в цепях переменного тока, является повышенная чувствительность к изменению частоты тока.

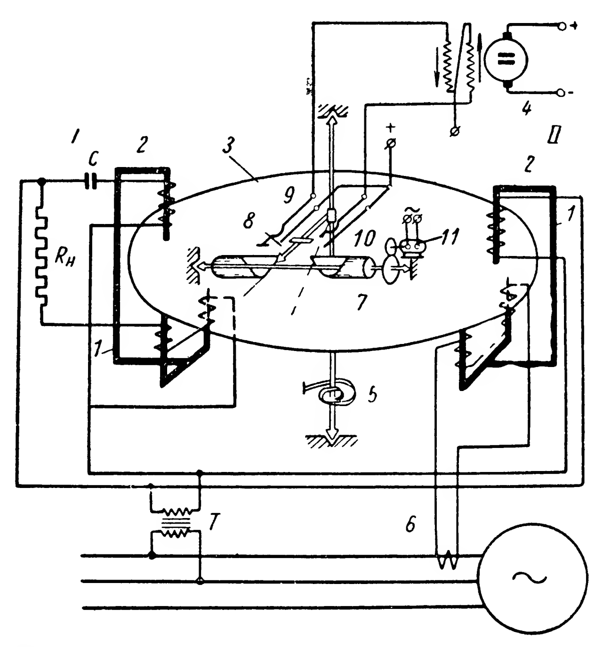
Индукционный чувствительный элемент по существу представляет собой небольшой асинхронный двигатель переменного тока. В промышленности эти приборы наиболее распространены в качестве движущих механизмов в счетчиках электрической энергии.

Рассмотрим принцип действия и уравнения индукционного чувствительного элемента на примере регулятора частоты инж. Острого. Чувствительный элемент регулятора выполнен в виде двухэлемент-

ного трехфазного счетчика. Неподвижные катушки (фиг. I—29) электрически связаны между собой магнитопроводом *1* из ферромагнитного материала.

Движущий механизм индукционного чувствительного элемента состоит из нескольких неподвижных катушек *2* и подвижного диска.

Крутящий момент диска создается в результате взаимодействия его с магнитными полями катушек.



Фиг. I. 29. Схема индукционного чувствительного элемента регулятора частоты:

I — электромагнит чувствительного элемента; *II* — электромагнит обратной связи; *1* — магнитопровод; *2* — катушки; *3* — диск; *4* — серводвигатель; *5* — пружина; *6* — трансформатор тока; *7* — барабан; *8* — язычок; *9* и *10* — контакты; *11* — вспомогательный двигатель.

Первая электромагнитная система *I* используется в качестве чувствительного (измерительного) элемента регулятора частоты, вторая система *II* — для создания статической характеристики по мощности.

Упрощенная схема замещения цепей верхней и нижней обмоток магнитной системы измерительного элемента показана на фиг. I. 30. Если пренебречь потерями в стали сердечника и считать магнитную систему ненасыщенной, то крутящий момент, создаваемый измерительной индукционной системой, будет равен

$$M_{кр} = k_1 \frac{U^2}{Z_в Z_н} \sin(\varphi_в - \varphi_н), \quad (I.\ 34)$$

где $Z_в = \sqrt{R_в^2 + \left(\omega Z_в - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$ — полное сопротивление верхней обмотки;

$Z_н = \sqrt{R_н^2 + (\omega Z_н)^2}$ — полное сопротивление нижней обмотки;

$$\varphi_в = \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega Z_в - \frac{1}{\omega C}}{R_в};$$

$$\varphi_н = \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega Z_н}{R_н};$$

k_1 — коэффициент пропорциональности.

Если $R_н \gg \omega Z_н$, то можно приближенно считать, что при малом изменении частоты $Z_н = \text{const}$ и $\varphi_н = \text{const}$.

Кроме того, в условиях, близких к резонансу, влиянием разности $\omega Z_в - \frac{1}{\omega C}$ на величину $Z_в$ в первом приближении также можно пренебречь и считать $Z_в \approx \text{const}$. Тогда переменной величиной, оказывающей наибольшее влияние на изменение момента при изменении частоты, будет $\varphi_в$. Уравнение для крутящего момента можно переписать в виде

$$M_{кр} = k_1 \frac{U^2}{Z_в Z_н} \sin \left[\operatorname{arctg} \frac{\omega Z_в - \frac{1}{\omega C}}{R_в} - \varphi_н\right] \approx k_2 U^2 \left[\left(\omega Z_в - \frac{1}{\omega C}\right) - R_в \varphi_н\right], \quad (I.\ 35)$$

где

$$k_2 = k_1 \frac{1}{Z_в Z_н R_в}.$$

Фиг. I. 30. Схема электрических цепей чувствительного элемента регулятора частоты.

Крутящий момент индукционной системы может быть уравновешен моментом противодействующей пружины:

$$M_{пр} = M_0 + k_3 \alpha, \quad (I.\ 36)$$

где M_0 — момент предварительной затяжки;
α — угол поворота диска.

В условиях равновесия получим

$$M_{кр} = M_{пр}. \quad (I.\ 37)$$

Если подобрать параметры так, чтобы

$$k_2 U^2 R_в \varphi_н = M_0, \quad (I.\ 38)$$

то

$$\alpha = \frac{k_2}{k_3} U^2 \left(\omega Z_в - \frac{1}{\omega C}\right).$$

При номинальной частоте сети система настраивается на резонанс $\omega_н Z_в = \frac{1}{\omega_н C}$ и $\alpha = 0$; при $\omega > \omega_н$, $\alpha > 0$; при $\omega < \omega_н$, $\alpha < 0$. При малых отклонениях частоты от номинального значения угол поворота диска *3* (см. фиг. I. 29) пропорционален отклонению частоты. На оси диска укреплен контактный язычок *8*; а на другой оси, перпендикулярной к оси диска, укреплен барабан со скошенными краями (улитка) *7*, вращаемый с постоянной угловой скоростью 2 об/сек небольшим вспомогательным двигателем *11*. В середине улитки имеется прорезь, в которую входит при номинальной частоте контактный язычок. Регулятор имеет две пары контактов *9* и *10*, которые замыкаются язычком, когда он при отклонении частоты от номинального значения выходит из прорези и приподнимается улиткой. Подбирая соответствующую крутизну линии среза поверхности улитки, добиваются того, чтобы время, когда контакты находятся в замкнутом состоянии, было пропорционально отклонению частоты. В результате этого регулирование получается импульсным.

Контакты через промежуточные реле (они на фиг. I. 29 не показаны) воздействуют на электрический серводвигатель *4* (см. фиг. I. 29) механизма уставки регулятора скорости (турбины). Чувствительность регулятора может быть доведена до 0,02%. При действии только одной измерительной системы регулятор имеет астатическую характеристику, ибо контактный язычок может занимать нейтральное положение в прорези улиток лишь при номинальной частоте. Для получения статической характеристики на диске размещается вторая индукционная система (фиг. I. 29), создающая крутящий момент, пропорциональный активной мощности нагрузки генератора. Тогда полный крутящий момент, воздействующий на ось диска, будет равен

$$M_{кр} = M_и + M_{ст}, \qquad (I. 39)$$

где $M_и$ — момент, создаваемый измерительной системой,
$M_{ст} = k_4 P_{a4} = k_4 UJ \cos\varphi$ — статический момент второй индукционной системы.

Знак перед $M_{ст}$ зависит от того, в каком направлении действует этот момент.

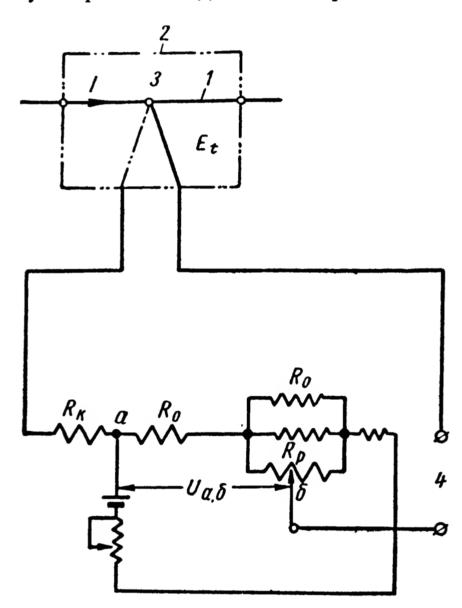
8. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Чувствительные элементы регуляторов, основанные на термоэлектрическом принципе действия, могут применяться в любых электрических регуляторах или электрических цепях. Особенно целесообразно их применять для переменного тока повышенной и высокой частоты.

Термоэлектрический чувствительный элемент представляет собой комбинированное устройство. Он состоит из термопреобразователя — вакуумного или воздушного типа, железо-константановой термопары и измерительной потенциометрической схемы (фиг. I. 31).

Измеряемый ток *I*, проходя через нить *1* термопреобразователя *2*, нагревает горячий спай *3* термопары. В результате этого возникает

термоэлектродвижущая сила E_t, которая уравновешивается падением напряжения $U_{a,б}$ на сопротивлениях R_p, R_0 и $R_к$. Если величина E_t не равна падению напряжения $U_{a,б}$, то на выходе измерительной схемы возникает напряжение небаланса. Это напряжение подается на нуль-прибор, в качестве которого чаще всего применяется усилитель переменного тока. На входе усилителя имеется модулятор для преобразования поступающего от измерительной схемы постоянного сигнала в переменный ток.

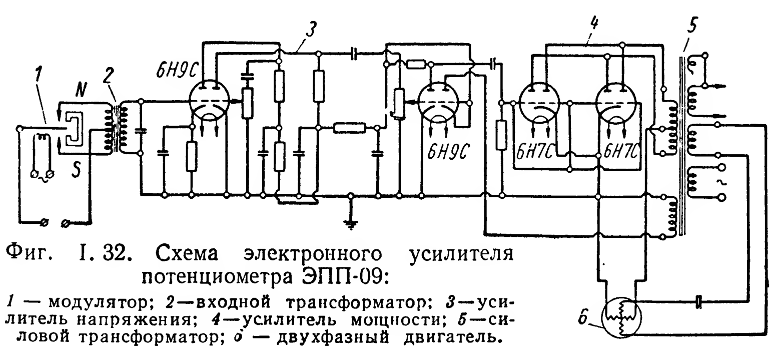


Фиг. I. 31. Схема термоэлектрического чувствительного элемента:

1 — нить; 2 — термопреобразователь; 3 — горячий спай термопары; 4 — выход.

В случае использования в качестве балансного двигателя потенциометрической схемы двухфазного двигателя с конденсатором, для усиления напряжения и для управления реверсом двигателя целесообразно применить серийный усилитель переменного тока (фиг. I. 32) от потенциометров типа ЭПП-09 с поляризованным реле типа РП-5 на входе в качестве вибропреобразователя.

При желании применить в качестве балансного серводвигателя гидравлический или пневматический сервомотор, управляемый через преобразователь (фиг. 1.25), следует использовать усилитель переменного тока



Фиг. I. 32. Схема электронного усилителя потенциометра ЭПП-09:

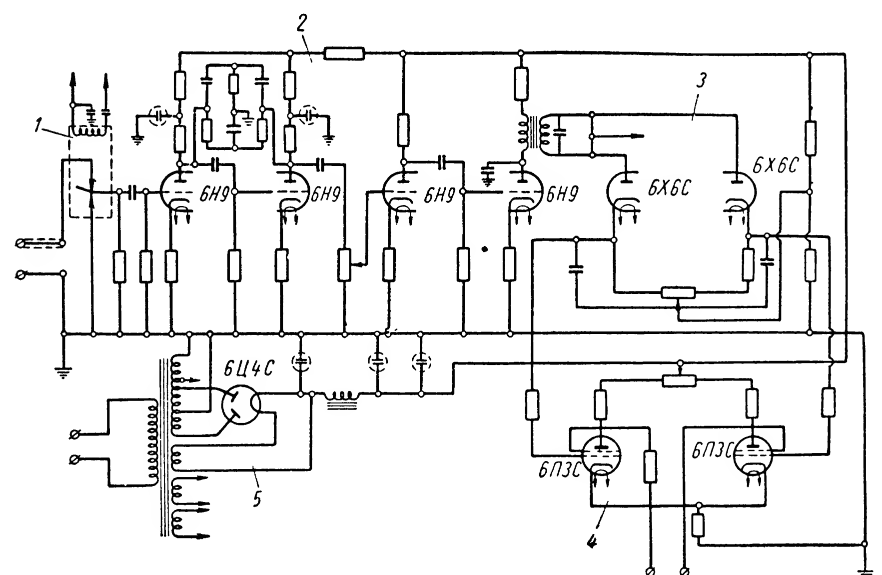
1 — модулятор; 2—входной трансформатор; 3—усилитель напряжения; 4—усилитель мощности; 5—силовой трансформатор; 6 — двухфазный двигатель.

(фиг. I. 33) с симметричной характеристикой. Применение таких преобразователей дает возможность значительно повысить быстродействие системы.

При необходимости получить более высокую результирующую термоэлектродвижущую силу, можно в одном термопреобразователе

установить несколько термопар, включенных последовательно. Это вносит, однако, дополнительную динамическую погрешность вследствие большей инерционности такой комбинированной термопары, оцениваемой постоянной времени T_t.

Существенно снизить эту погрешность путем изменения конструкции термопары невозможно, и поэтому следует применять специальные корректирующие схемы, состоящие обычно из звеньев RC.



Фиг. I. 33. Схема электронного усилителя с симметричной вольт-амперной характеристикой:

1 — модулятор; *2* — усилитель напряжения; *3* — детектор; *4* — выходной каскад; *5* — выпрямитель.

Представим идеальную суммарную передаточную функцию термопары с корректирующей схемой следующей формулой:

$$KW_t(s)\, KW_\kappa(s) = k_m \qquad \text{(I. 40)}$$

и предположим, что передаточная функция термопары имеет вид

$$KW_t(s) = \frac{k_t}{T_t s + 1}. \qquad \text{(I. 41)}$$

Отсюда получим передаточную функцию корректирующей схемы:

$$KW_\kappa(s) = \frac{k_m}{k_t}(T_t s + 1). \qquad \text{(I. 42)}$$

В данном случае, следовательно, в качестве корректирующей схемы можно применить однозвенный RC контур (фиг. I. 34) с передаточной функцией

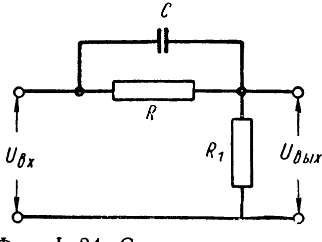
$$KW'_\kappa(s) \doteq \varkappa \frac{T_\kappa s + 1}{\varkappa T_\kappa s + 1}, \qquad \text{(I. 43)}$$

где

$$T_к = RC \quad \text{и} \quad \varkappa = \frac{R_1}{R + R_1}$$

(R_1 — входное сопротивление усилителя).

Учитывая уравнения (I. 42) и (I. 43) и полагая $\varkappa \ll 1$, получим окончательно для передаточной функции термопары с корректирующим контуром:



Фиг. I. 34. Схема корректирующего контура термопары.

$$KW_{тк}(s) = \frac{k_t}{T_t s + 1} \varkappa (T_к s + 1). \quad \text{(I. 44)}$$

Таким образом, если подобрать $T_k = T_t$, то, как показывает уравнение (I. 44), влияние инерции термопары, а следовательно, и динамической погрешности может быть значительно уменьшено. Поскольку при этом сигнал, снимаемый с термопары, значительно ослабляется ($\varkappa \ll 1$), необходимо выбирать усилитель с большим коэффициентом усиления.

Предел уменьшения $\varkappa$ определяется в основном уровнем существующих помех.

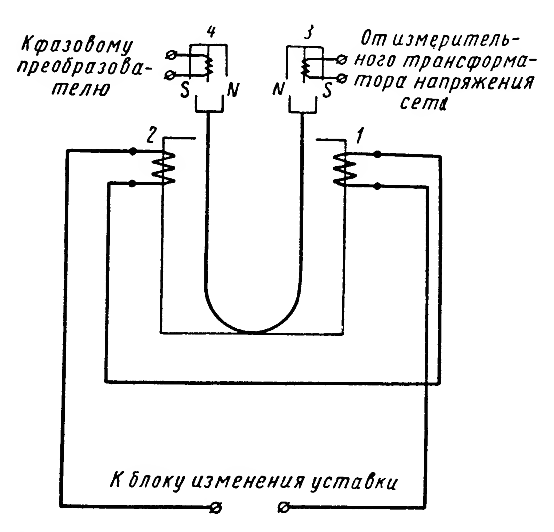
9. КАМЕРТОННЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Камертонные чувствительные элементы (фиг. I. 35), применяемые главным образом в регуляторах частоты, основаны на следующем принципе: частота, измеряемая чувствительным элементом, сравнивается с эталонной частотой колебаний камертона, возбуждаемого обычно от электромагнитной системы.

Отклонение измеряемой частоты от заданного значения вызывает изменение фазы напряжения на выходе чувствительного элемента. Эталоном частоты в чувствительном элементе регулятора служит камертон, собственная частота которого равна 50,5 *гц*. Для изменения уставки измерителя, т. е. для изменения собственной частоты камертона, служат две электромагнитные системы *1* и *2*. Обмотки электромагнитов питаются постоянным током от блока задатчика. При изменении силы тока собственная частота камертона может уменьшаться до 49,5 *гц*.

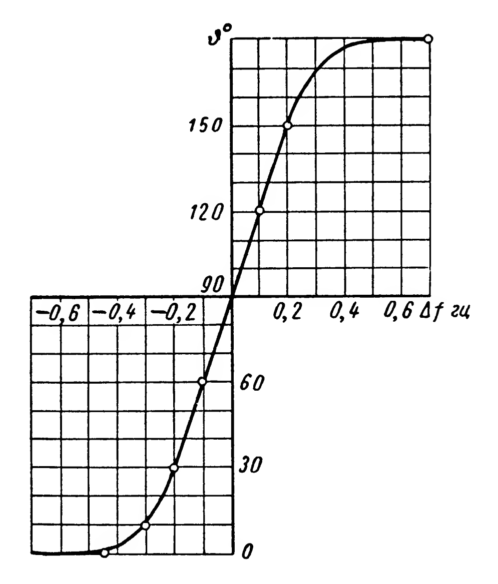
Камертон возбуждается электромагнитом *3*, установленным у торца одной из ножек камертона, и питается от измерительного трансформатора, к которому подводится напряжение измеряемой частоты. Частота вынужденных колебаний камертона равна измеряемой частоте, а фаза этих колебаний зависит от соотношения измеряемой и собственной частоты колебаний камертона.

При колебаниях камертона в обмотке электромагнита *4* (выходная обмотка камертона), расположенного у второй ножки камертона, возникает электродвижущая сила, частота которой равна частоте



Фиг. I. 35. Схема камертонного чувствительного элемента регулятора частоты КР4-1:

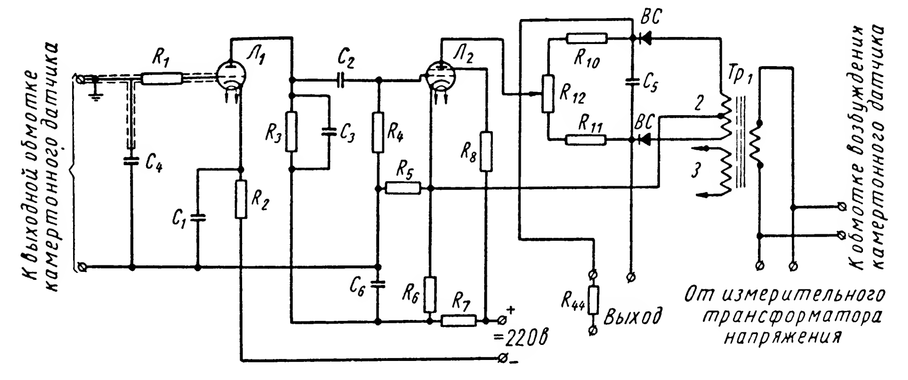
1—4 — электромагниты,



Фиг. I. 36. Зависимость сдвига фазы между напряжением сети и выходным напряжением чувствительного элемента от отклонения частоты.

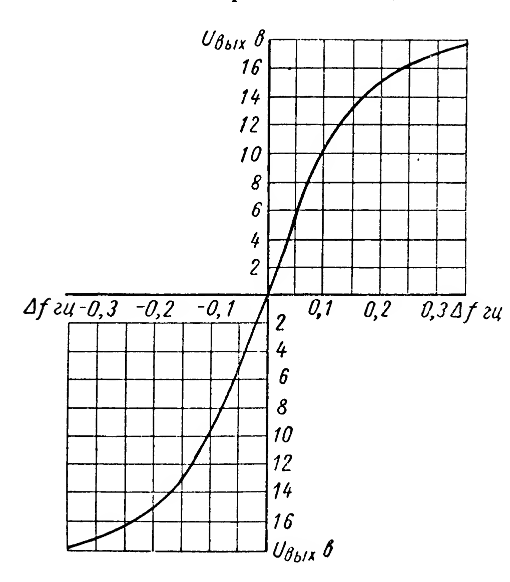
колебаний камертона, т. е. измеряемой частоте, а фаза соответствует фазе колебаний камертона.

Если измеряемая частота равна частоте собственных колебаний камертона, то фазовый сдвиг равен 90°. При несовпадении частот



Фиг. I. 37. Схема фазового детектора:

фаза изменяется от 0 до 180° (фиг. I. 36). Напряжение, снимаемое с обмотки электромагнита *4*, подается на фазовый детектор, схема которого приведена на фиг. I. 37. Лампа $Л_1$ (6С5) детектора служит усилителем и ограничителем выходного напряжения камертонного чувствительного элемента. Ограничение достигается в результате пониженного анодного напряжения (около 70 *в*) и подачи на сетку автоматического смещения.



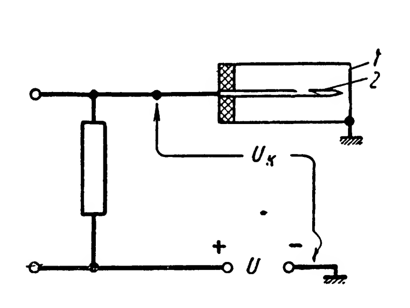
Фиг. I. 38. Зависимость выходного напряжения камертонного чувствительного элемента от отклонения частоты.

С выхода первого каскада напряжение подается на сетку лампы $Л_2$ (6П3), анодная цепь которой включена в диагональ фазового детектора. Детектор состоит из двух равных сопротивлений R_{10} и R_{11} и двух включенных через селеновые выпрямители половинок обмотки *2* трансформатора $Тр_1$, питаемого от трансформатора напряжения измеряемой частоты. Со второй диагонали фазового детектора снимается выходное напряжение. Для сглаживания напряжения служит емкость C_5, а для корректировки нуля — сопротивление R_{12}.

При изменении фазы между напряжением выхода камертонного чувствительного элемента и напряжением измеряемой частоты среднее значение выходного напряжения фазового детектора изменяется как по величине, так и по знаку (фиг. I. 38). Оно воздействует на усилительный элемент регулятора частоты (магнитный усилитель).

10. ИОНИЗАЦИОННЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Действие ионизационных чувствительных элементов основано на ионизации газа ионизирующими частицами или лучами. В некоторых производственных процессах изменение потока ионизирующих частиц органически связано с изменением измеряемой ими регулируемой величины. Так, например, мощность ядерного реактора определяется потоком нейтронов в нем.



Фиг. I. 39. Схема ионизационной камеры:

1 — камера; 2 — электрод; U_K — разность потенциалов между электродами.

Фиг. I. 40. Вольт-амперная характеристика ионизационной камеры.

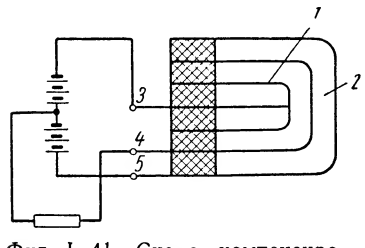
По виду выходной величины и принципу действия различают ионизационные камеры и ионизационные счетчики.

Ионизационные камеры. Как правило, такие камеры используются для измерения значительных плотностей потока ионизирующих частиц, т. е. таких потоков, которые создают в объеме камеры более чем $10^5 \div 10^6$ ионов в секунду. Камера представляет собой цилиндрический сосуд с двумя электродами (фиг. I. 39), на которые подается разность потенциалов. Она наполняется газом под давлением. В потоке ионизирующих лучей или частиц молекулы газа в камере ионизируются, и ионы под действием поля собираются на электродах. Получающийся ионизационный ток служит мерой ионизирующего действия потока частиц или лучей.

Основными характеристиками камеры являются ее вольт-амперная характеристика (фиг. I. 40) и чувствительность. В определенном диапазоне изменения напряжений U_A, U_B в камере сила тока камеры мало зависит от приложенного к ней напряжения. Это свидетельствует о поступлении вновь образующихся ионов на электроды. Если напряжение на камере превышает U_B, то сила тока снова возрастает

в результате вторичной ионизации. Так как напряжение U_A обычно превышает 500 *в*, напряжение питания камеры необходимо увеличивать до 1000—2000 *в*. Чувствительность камеры зависит от ее объема, состава наполняющего газа, его давления и температуры и определяется отношением ионизационного тока в области пологой части вольт-амперной характеристики камеры к плотности ионизирующего потока. При этом необходимо учитывать пульсации тока.

На практике наиболее часто применяются камеры для измерения нейтронных потоков и гамма-лучей. Для измерения потока тепловых нейтронов применяются камеры, в которых используются реакции, получающиеся при захвате нейтрона ядром какого-либо элемента, поскольку сам тепловой нейтрон практически не ионизирует газ.



Фиг. I. 41. Схема компенсированной ионизационной камеры.

На практике используются также камеры с электродами, покрытыми слоем урана-235, ядро которого распадается при захвате нейтрона. Образующиеся осколки ионизируют наполняющий камеры газ, обычно аргон. Применяются также борные камеры, т. е. камеры, имеющие борное покрытие или наполненные трехфтористым бором BF_3. При захвате нейтрона изотопами бора B_5^{10} происходит ядерная реакция и выделяется энергия, сообщаемая продуктам реакции, которые ионизируют газ.

При измерении нейтронного потока может оказаться, что он сопровождается значительным гамма-излучением, также вызывающим ионизацию газа.

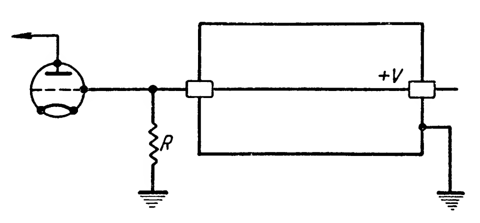
В этих условиях применяются компенсированные ионизационные камеры (фиг. I. 41). Камера состоит из двух частей *1* и *2* и снабжена электродами *3*, *4*, *5*. Камера *1* имеет изнутри борное покрытие, в результате чего она воспринимает как гамма-лучи, так и нейтроны. Сила тока в цепи электрода *4* равна разности токов в камерах *1* и *2*. Объемы камер выбираются таким образом, что при чистом гамма-излучении разностный ток равен нулю.

Для измерения потоков нейтронов больших энергий применяются камеры, покрытые или наполненные водородсодержащими веществами. Такие камеры малоэффективны, поскольку лишь незначительная часть потока нейтронов ионизирует газ. Для измерения потока быстрых нейтронов можно также применять борные камеры или камеры, в которых используют деление урана-235, окружив их слоем замедлителя нейтронов. Ионизационные камеры, рассчитанные на тепловые нейтроны, используются до потоков 10^{12} (*нейтрон/см² сек*) и дают выходные токи до 10^{-4} *а*.

Хотя ионизационные камеры характеризуются сравнительно небольшой емкостью (десятки пикофарад), их инерционность может быть довольно велика вследствие больших сопротивлений, включаемых последовательно с камерой. Постоянная времени камеры достигает сотых долей секунды и более.

Ионизационные счетчики. Такие счетчики реагируют на попадание отдельных ионизирующих частиц — во внешней цепи счетчика при этом появляется импульс тока. Для того чтобы каждый импульс был достаточно большим, ионизационный ток усиливается путем вторичной ударной ионизации газа электронами, а также путем вторичного рентгеновского и ультрафиолетового излучения.

Счетчик представляет собой цилиндрическую камеру (фиг. I. 42), корпус которой используется как электрод. Другой электрод выполнен в виде тонкой нити, расположенной по оси камеры, заполняемой разреженным газом. Наличие в камере разреженного газа и нитевидного анода обусловливают больший свободный пробег электрона и увеличение напряженности поля в направлении к нити примерно по закону $\frac{1}{r}$, где r — расстояние от нити до какой-либо точки в рабочем объеме камеры. Вследствие этого появляется возможность ударной ионизации. Счетчики разделяются на п р о п о р ц и о н а л ь н ы е и с ч е т ч и к и с с а м о с т о я т е л ь н ы м р а з р я д о м.



Фиг. I. 42. Схема ионизационного счетчика.

В пропорциональных счетчиках импульс выходного тока пропорционален числу образовавшихся, в результате попадания ионизирующей частицы, пар ионов. В счетчиках с самостоятельным разрядом величина импульса выходного тока не зависит от начальной ионизации.

В технике наиболее часто применяются счетчики с самостоятельным разрядом, которые, в свою очередь, делятся на н е с а м о г а с я щ и е с я и с а м о г а с я щ и е с я.

В несамогасящихся счетчиках самостоятельный разряд гасится в результате того, что напряжение на счетчике снижается с помощью специальных схем или путем включения большого сопротивления в цепь счетчика. В самогасящихся счетчиках гашение разряда происходит вследствие наличия в камере счетчика многоатомных газов: спирта, метана и др.

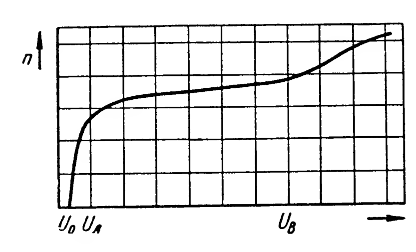
Важнейшими характеристиками счетчика являются его р а б о ч а я х а р а к т е р и с т и к а, «м е р т в о е в р е м я» и э ф ф е к т и в н о с т ь. Рабочей характеристикой называют кривую, представляющую зависимость числа разрядов в счетчике в единицу времени от напряжения на счетчике при постоянной степени ионизации (фиг. I. 43). На этой кривой следует отметить три характерные точки.

Точка U_0 — начальный потенциал работы счетчика. В области $U_0 - U_A$ не все ионизирующие частицы будут вызывать разряд. Начиная с точки U_A разряд практически вызывается каждой частицей, образовавшей хотя бы пару ионов. Если напряжение превышает напряжение в точке U_B, появляются самопроизвольные разряды.

«Мертвым временем» называется время, в течение которого счетчик после поступления ионизирующей частицы не реагирует на попадание следующей частицы. Для счетчиков это время составляет от 10^{-4} до 10^{-6} сек. и зависит от наполнения счетчика и схемы его включения.

Эффективностью называют отношение числа импульсов, подаваемых счетчиком, к числу ионизирующих частиц, попадающих в него. Эффективность счетчика определяется его наполнением, материалом электродов и характером ионизирующих частиц.

Радиоактивные загрязнения в воздухе и газе, наполняющем счетчик, а также космическое излучение обусловливают появление импульсов на выходе при отсутствии источника излучения (фон счетчика). Этот фон составляет 1—2 импульса в минуту на квадратный сантиметр поверхности счетчика. Величина импульса, подаваемого счетчиком при каждом разряде, может быть оценена по количеству электричества, проходящего через счетчик. В счетчиках средних размеров эта величина равна 10^{-9} кулона на импульс. Счетчики, наполненные смесью многоатомных и инертных газов, характеризуются весьма большим рабочим напряжением (1000—2000 *в*). При добавлении к инертному газу небольших количеств Ce_2, Br_2, J_2 рабочее напряжение снижается до 200—400 *в*. Счетчики подобного типа называются г а л о г е н н ы м и. Импульсы, подаваемые счетчиками, могут либо усиливаться и направляться на пересчетную схему, либо усредняться с помощью специальной схемы.



Фиг. I. 43. Характеристика ионизационного счетчика:
n — число разрядов в секунду; $U_в$ — напряжение между электродами.

В случае применения усредняющей схемы, фактически измеряется частота импульсов, а не их количество. Поэтому в таких схемах для питания счетчика может быть применено переменное напряжение. Однако на переменном токе счетчик работает всего 10% периода. Счетчики для регистрации тепловых нейтронов, так же как и камеры, либо имеют борное покрытие, либо наполняются BF_3.

Сила тока, поступающего из ионизационных камер, составляет от 10^{-13} до 10^{-6} *а* в зависимости от интенсивности измеряемого излучения нейтронов. Поэтому в схемах регулирования ионизационные чувствительные элементы должны применяться преимущественно с усилителями постоянного тока.

Кроме ионизационных камер и счетчиков, для регистрации частиц применяются сцинтилляционные счетчики. Они основаны на преобразовании энергии частиц с помощью люминофора в световой импульс, воспринимаемый в дальнейшем фотоэлектрическим умножителем. Такие счетчики могут отсчитывать более 10^7 импульсов в секунду.

Для измерения мощных нейтронных потоков применяются т е р м о ч у в с т в и т е л ь н ы е э л е м е н т ы, обычно термопары,

покрытые бором. Интенсивность нейтронного потока определяется повышением температуры термопары. Для повышения быстродействия и уменьшения погрешности рекомендуется применять термопары с корректирующим контуром.

В специальных схемах, не имеющих широкого промышленного значения, применяются и некоторые другие чувствительные элементы: электрометрические или электростатические, практически основанные на электрическом взаимодействии двух заряженных электродов и т. д.

ЛИТЕРАТУРА

1. Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С., Расчет и конструкция авиационных приборов, Оборонгиз, 1954.
2. Векслер В., Грошев Л., Исаев Б., Ионизационные методы исследования излучений, ГИТТЛ, 1951.
3. Москалев А. Г., Автоматическое регулирование частоты в энергосистемах, Госэнергоиздат, 1952.
4. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.
5. Чалый Г. В., Приборы и стенды, Автоматический камертонный регулятор частоты для энергосистем, ВИНИТИ, 1955.
6. Ядерные реакторы, т. 1, Техника ядерных реакторов, ИЛ, 1957.
7. Schultz M. A., Control of Nuclear Reactors and Power Plants, 1955.

ГЛАВА II

ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Неэлектрические регулируемые величины характеризуют разнообразные процессы в теплотехнических, гидравлических, химических, металлургических и других промышленных агрегатах и установках. Эти величины обычно определяют либо состояние потенциальной или кинетической энергии вещества (уровень, давление, скорость и т. п.), представляющего собой регулируемую среду, либо тепловое состояние (температура) этого вещества, либо его состав. Состав (концентрация) жидкостей чаще всего определяется по электропроводности, а состав газов — по теплопроводности, спектру положительно заряженных ионов и по влажности. В связи с этим применяемые в регуляторах чувствительные элементы, служащие для измерения неэлектрических величин, условно можно распределить на следующие основные группы:

а) *измеряющие состояние механической энергии регулируемой среды* — упругие, электроманометрические, пьезоэлектрические, магнитоупорные, емкостные, термовакуумные, ионизационно-вакуумные, термостатные, поплавковые, дроссельные, гидродинамические, анемометрические, индукционные, ультразвуковые, центробежные, калориметрические и др.;

б) *измеряющие тепловое состояние регулируемой среды* — термометрические, термоманометрические, биметаллические, дилатометрические, термоэлектрические, а также основанные на изменении термосопротивления, термодиэлектрические, терморадиационные и др.;

в) *измеряющие состав регулируемой среды* — электролитические, pH-метрические, газоаналитические, психрометрические, гигроскопические, конденсационные и др.

Многие из перечисленных элементов могут быть использованы для измерения различных физических состояний регулируемой среды. Так, например, применяемые для измерения вакуума термовакуумные или ионизационные вакуумные чувствительные элементы могут также быть использованы для измерения теплового состояния объектов регулирования (при условии постоянства давления).

1. УПРУГИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ[1]

Упругими чувствительными элементами называются элементы, упругие свойства которых дают возможность использовать их в качестве определителей состояния потенциальной и кинетической энергии той или иной физической среды в различных регуляторах и следящих системах. Эти элементы аккумулируют энергию, силовое замыкание цепи автомата или прибора, обеспечение усилия, вызываемого внешним воздействием, преобразование или усиление пневматического, гидравлического или иного сигнала. Основная характеристика этого элемента — зависимость его перемещения от воздействующего усилия или какого-либо иного параметра; например, основная (нелинейная) характеристика мембраны — зависимость между перемещением ее центра и действующим на нее давлением.

Статические характеристики упругих чувствительных элементов систем автоматического регулирования должны характеризоваться стабильностью во времени и малым упругим последействием. Стабильность оценивается временем, по истечении которого форма упругого элемента восстанавливается без дополнительных усилий. Время восстановления для разных элементов может колебаться в широких пределах.

Упругое последействие оценивается величиной расхождения в перемещениях при прямом и обратном ходе, т. е. гистерезисом элемента. Для всякого упругого элемента гистерезис нежелателен, и его следует уменьшать, подбирая соответствующий материал и способ его обработки.

В автоматических регуляторах и следящих системах в основном применяются следующие упругие элементы: манометрические трубки (трубки Бурдона), винтовые (геликоидальные) трубки, гофрированные трубки (сильфоны), гибкие диафрагмы, хлопающие мембраны, гофрированные мембраны.

Несмотря на то что некоторые упругие чувствительные элементы применяются уже свыше ста лет, практически пригодные методы их расчета были разработаны только в самое последнее время.

Манометрические трубки. Манометрические трубки (фиг. II. 1) в зависимости от размеров и формы поперечного сечения, разделяются на тонкостенные и толстостенные.

Трубки эллиптической или овальной формы (фиг. II. 2) рассчитываются по формулам тонкостенных трубок при условии, что $h < 0{,}6\ b$. При $h > 0{,}6\ b$ трубки следует рассматривать как толстостенные. Под действием внутреннего давления p манометрическая трубка частично распрямляется. Если обозначить через $\Delta\gamma$ изменение центрального угла γ трубки, то для тонкостенных трубок имеем

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = p\frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{\rho^2}{bh}\left(1-\frac{b^2}{a^2}\right)\frac{\alpha}{\beta+\varkappa^2}, \qquad (\text{II. } 1)$$

где μ — коэффициент Пуассона материала трубки (для стали и латуни $\mu \approx 0{,}3$);

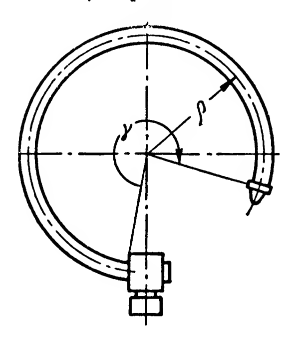
---

[1] Излагается по Феодосьеву В. И. [18].

E — модуль упругости;

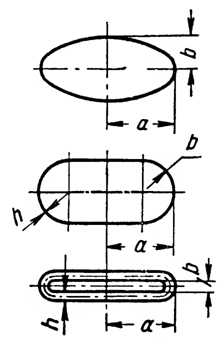
$\varkappa = \frac{\rho h}{a^2}$, α и β — коэффициенты, зависящие от отношения $\frac{a}{b}$.

Для трубок эллиптического и овального сечения значения коэффициентов α и β представлены в табл. II. 1.



Фиг. II. 1. Манометрическая трубка:

γ — центральный угол; ρ — радиус кривизны.

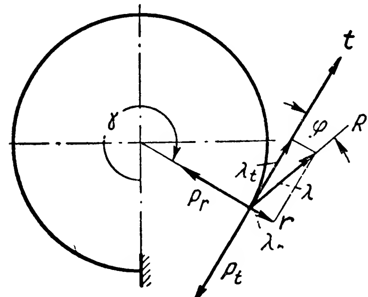


Фиг. II. 2. Типовые сечения трубок Бурдона:

a и b — полуоси сечения; h — толщина стенки.

Конец трубки при частичном ее распрямлении перемещается на величину λ по направлению R (фиг. II. 3), составляющему угол φ с касательной к дуге трубки

$$\cos\varphi = \frac{\gamma - \sin\gamma}{\sqrt{(\gamma - \sin\gamma)^2 + (1 - \cos\gamma)^2}}. \qquad (II.2)$$



Фиг. II. 3. Направление перемещения конца манометрической трубки:

R — направление перемещения конца трубки; r и t — оси; P_r и P_t — составляющие силы P; λ — величина перемещения; λ_r и λ_t — проекции величины перемещения λ на осях r и t; φ — угол.

Проекции полного перемещения на оси γ и t выражаются формулами

$$\lambda_r = \frac{\Delta\gamma}{\gamma}\rho(1 - \cos\gamma), \qquad (II.3)$$

$$\lambda_t = \frac{\Delta\gamma}{\gamma}\rho(1 - \sin\gamma),$$

где $\frac{\Delta\gamma}{\gamma}$ определяется по формуле (II. 1).

Если на трубку действует не только внутреннее давление p, но и сила P, приложенная к концу трубки и включающая составляющие P_r и P_t, то из перемещений λ_r и λ_t необходимо вычесть следующие величины:

$$\lambda'_r = \frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{\rho^3}{2kJ}\left[P_r(\gamma - \sin\gamma) + P_t(1 - \cos\gamma)^2\right],$$

$$\lambda'_t = \frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{\rho^3}{2kJ}\left[P_r(1 - \cos\gamma)^2 + P_t(3\gamma - 4\sin\gamma - \sin\gamma\cos\gamma)\right], \qquad (II.4)$$

где J — момент инерции поперечного сечения трубки, равный для эллипса

$$J = 4ab^2h_i$$

Таблица II. 1

Значения коэффициентов α и β

Форма трубки	Коэффициент	Отношение $\frac{a}{b}$											
		1	1,5	2	3	4	5	6	7	8	9	10	> 10
Эллипс	α	0,750	0,636	0,566	0,493	0,452	0,430	0,416	0,406	0,400	0,395	0,390	0,368
	β	0,083	0,062	0,053	0,045	0,044	0,043	0,042	0,042	0,042	0,042	0.042	0,042
Овал	α	0,637	0,594	0,548	0,480	0,437	0,408	0,388	0,372	0,360	0,350	0,343	0,267
	β	0,096	0,110	0,115	0,121	0,121	0,121	0,121	0,120	0,119	0,119	0,118	0,114

и для овала

$$J = 4b^3h\left(\frac{a}{b} - 1 + \frac{\pi}{4}\right),$$

$$k = 1 - \frac{\eta}{\xi + \varkappa^2}.$$

Коэффициенты η и ξ зависят от соотношения $\frac{a}{b}$ (табл. II. 2).

Таблица II. 2

Значения коэффициентов η, ξ и i

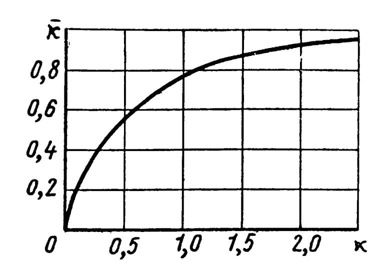
Форма трубки	Коэффициент	Отношение $\frac{a}{b}$											
		1	1,5	2	3	4	5	6	7	8	9	10	>10
Эллипс	η	0,750	0,602	0,530	0,454	0,415	0,392	0,382	0,377	0,372	0,367	0,362	0,338
	ξ	0,833	0,662	0,584	0,499	0,459	0,439	0,429	0,423	0,416	0,410	0,404	0,381
	i	0,785	0,726	0,705	0,680	0,675	0,671	0,670	0,670	0,670	0,670	0,669	0,667
Овал	η	0,713	0,604	0,539	0,470	0,430	0,403	0,388	0,369	0,356	0,347	0,341	0,267
	ξ	0,811	0,713	0,652	0,591	0,552	0,524	0,504	0,488	0,476	0,467	0,459	0,296

Для толстостенных трубок выражение (II. 1) может быть представлено следующим образом:

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = p\,\frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{\rho^2}{bh}\cdot\frac{1-\bar{\varkappa}}{\frac{b^2}{12b^2} - \bar{\varkappa}}. \qquad \text{(II. 5)}$$

Зависимость коэффициента $\bar{\varkappa}$ от $\varkappa = \frac{\rho h}{a^2}$ задается графиком, представленным на фиг. II. 4.

Выражения (II. 2) и (II. 3) при этом остаются неизменными, а вместо уравнения (II. 4) получим



Фиг. II. 4. Зависимость коэффициента $\bar{\varkappa}$ от $\varkappa$.

$$\lambda_r' = \frac{1}{8}\cdot\frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{\rho^3}{ab^2h}\cdot\frac{2}{\frac{h^2}{12b^2}+\bar{\varkappa}}\,[P_r(\gamma - \sin\gamma\cos\gamma) + P_t(1-\cos\gamma)^2] \quad \text{(II. 6)}$$

и

$$\lambda_t' = \frac{1}{8}\cdot\frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{\rho^3}{ab^2h}\cdot\frac{1}{\frac{h^2}{12b^2}+\bar{\varkappa}}\,[P_r(1-\cos\gamma)^2 + P_t(3\gamma - 4\sin\gamma\cos\gamma)].$$

Пример. Определим зависимость угла поворота α рычага OA (фиг. II. 5) от давления p, действующего в манометрической трубке. Спиральная пружина, насаженная на ось O, создает момент, пропорциональный искомому углу α:

$$M = k\alpha,$$

где k — коэффициент жесткости пружины в *кгмм/рад*.

Трубки обычно изготовляются из фосфористой бронзы ($E = 1{,}1\cdot 10^4$ *кг/мм*^{2}, $\mu = 0{,}3$).

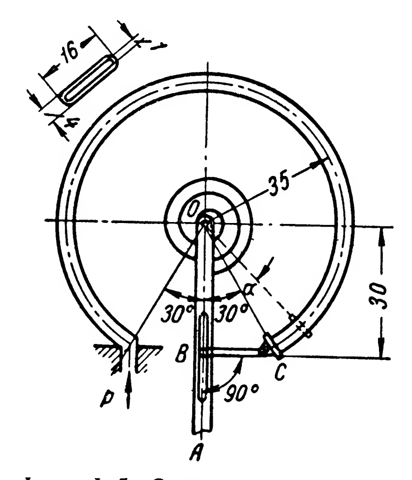
По заданным размерам определяем

$$h = \frac{4-1}{2} = 1{,}5 \text{ мм};$$

$$a = \frac{16-1{,}5}{2} = 7{,}25 \text{ мм};$$

$$b = \frac{4-1{,}5}{2} = 1{,}25;$$

$$\frac{h}{b} = \frac{1{,}5}{1{,}25} > 0{,}6.$$



Фиг. II. 5. Схема чувствительного элемента — трубки:

p — измеряемое давление; α — угол отклонения конца трубки.

При расчете такую трубку можно рассматривать как толстостенную.

Перемещение по направлению поводка BC (фиг. II. 5) определяется следующим образом:

$$\lambda_{BC} = (\lambda_r - \lambda_r')\sin 30° + (\lambda_t - \lambda_t')\cos 30°, \quad \text{(II. 7)}$$

где λ_r и λ_t — перемещения по осям r и t, вызванные внутренним давлением p, а λ_r' и λ_t' — соответствующие перемещения, обусловленные реакцией P спиральной пружины.

Величина этой реакции составляет

$$P = \frac{k\alpha}{OB} = \frac{k\lambda_{BC}}{(OB)^2};$$

отсюда

$$P_r = P \sin 30°; \quad P_t = P \cos 30°.$$

Если учесть уравнения (II. 3), (II. 5) и (II. 6), то выражение (II, 7) примет вид:

$$\lambda_{BC} = p\,\frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{\rho^3}{bh}\cdot\frac{1-\bar{\varkappa}}{\frac{h^2}{12b^2}+\bar{\varkappa}}\,[(1-\cos\gamma)\sin 30° + (\gamma - \sin\gamma)\cos 30°] -$$

$$-\frac{1}{8}\cdot\frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{\rho^3}{ab^2h}\cdot\frac{1}{\frac{h^2}{12b^2}+\varkappa}\cdot\frac{k\lambda_{BC}}{(OB)^2}\,[(\gamma - \sin\gamma\cos\gamma)\sin^2 30° +$$

$$+ (1-\cos\gamma)^2 - \sin 60° + (3\gamma - 4\sin\gamma + \sin\gamma\cos\gamma)\cos^2 30°]. \qquad \text{(II. 8)}$$

Определяем величину $\varkappa$:

$$\varkappa = \frac{35\cdot 1{,}5}{7{,}25^2} \approx 1{,}00.$$

По кривой, представленной на фиг. II. 4, находим $\bar{\varkappa} = 0{,}8$.

Подставляя в выражение (II. 8) числовые значения величин $\mu = 0{,}3$, $E = 1{,}1\cdot 10^4$ *кг/мм*², $\rho = 35$ *мм*, $a = 7{,}25$ *мм*, $b = 1{,}25$ *мм*, $h = 1{,}5$ *мм*, $\gamma = 300°$, $k = 150$ *кгмм*, $OB = 30$ *мм*, находим

$$\lambda_{BC} = p\cdot 2{,}27 - \lambda_{BC}\cdot 0{,}074;$$

отсюда

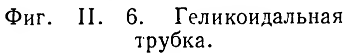
$$\lambda_{BC} = 2{,}11p; \quad \alpha = \frac{2{,}11}{OB}\cdot p = 0{,}070,$$

где p берется в *кг/мм*².

Винтовые (геликоидальные) трубки (фиг. II. 6). При расчете так называемых геликоидальных трубок следует пользоваться формулами (II. 5) и (II. 6), рассматривая эти трубки как толстостенные и определяя полный центральный угол по формуле

$$\gamma = 2\pi n,$$

где n — число рабочих витков трубки.



Фиг. II. 6. Геликоидальная трубка.

Гофрированные трубки (сильфоны) (фиг. II. 7). Удлинение λ сильфона под действием растягивающей силы P определяется по формуле

$$\lambda = p\,\frac{1-\mu^2}{E}\cdot\frac{n}{A_0 - \alpha A_1 + \alpha^2 A_2 + B_0\frac{h_0^2}{R_в^2}}, \qquad \text{(II. 9)}$$

где h_0 — толщина стенки сильфона на внутреннем радиусе;

h — число полных рабочих волн гофрировки;

α — угол «уплотнения» сильфона;

$$\alpha = \frac{2R - a}{2(R_н - R_в - 2R)}\,. \qquad \text{(II. 10)}$$

Толщина сильфона, изготовленного гидравлическим выдавливанием, не является постоянной величиной и уменьшается по мере удаления от оси симметрии.

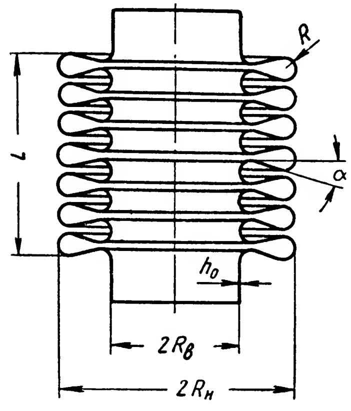
Коэффициенты A_0, A_1, A_2 и B_0 зависят от параметров k и m:

$$k = \frac{R_н}{R_в}; \quad m = \frac{R}{R_в}.$$

Величины этих параметров определяются кривыми, показанными на фиг. II. 8.

Если на сильфон воздействует внутреннее давление p, то сила P в выражении (II. 9) заменяется произведением $pF_э$, где $F_э$ — эффективная площадь сильфона, приближенно равная

$$F_э = \pi \left(\frac{R_в + R_н}{2} \right)^2. \qquad (II. 11)$$



Фиг. II. 7. Гофрированная трубка (сильфон):

L — длина сильфона; h_0 — толщина стенки; $R_в$ и $R_н$ — внутренний и наружный радиусы; R — радиус закругления; α — угол «уплотнения».

Определим перемещение штока AB в системе, показанной на фиг. II. 9. На сильфон извне действует давление p, а со стороны штока — сила P. Изнутри действует стальная пружина, размеры которой заданы.

Суммарная сила, действующая на дно сильфона, определяется по формуле

$$pF_э - P.$$

Часть этой силы P_c воспринимается стенками сильфона, а часть $P_п$ — пружиной.

Очевидно,

$$P_c + P_п = pF_э - P. \qquad (II. 12)$$

Так как осадка сильфона равна осадке пружины ($\lambda_c = \lambda_п$), то

$$\frac{P_c}{k_c} = \frac{P_п}{k_п}, \qquad (II. 13)$$

где k_c и $k_п$ — соответственно жесткость сильфона и пружины.

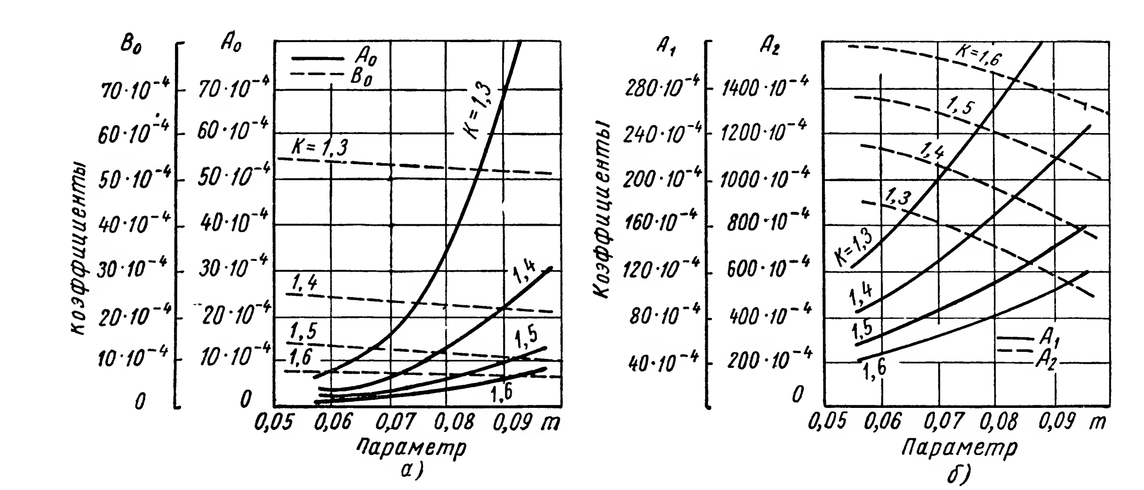
По формуле (II. 9) жесткость сильфона составляет

$$k_c = \frac{E}{1-\mu^2} \cdot \frac{1}{n} \left[A_0 - \alpha A_1 + \alpha^2 A_2 + B_0 \frac{h_0^2}{R_b^2} \right]. \qquad (II. 14)$$

Жесткость пружины определяется по формуле

$$k_п = \frac{Gd^4}{8D^3 i},$$

где i — число витков пружины.



Фиг. II. 8. График изменения коэффициентов A_0, A_1, A_2 и B_0:

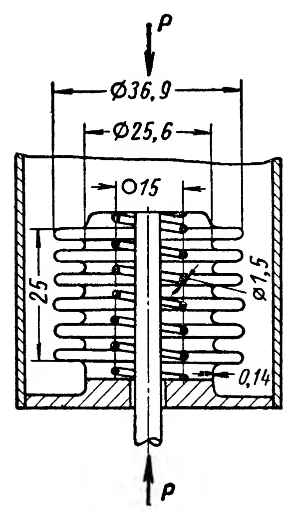
а — зависимость коэффициентов A_0 и B_0 от k и m; *б* — зависимость коэффициентов A_1 и B_1 от k и m.

Решая совместно уравнения (II. 13) и (II. 14), находим

$$P_c = \frac{k_c}{k_c + k_n}(pF_э - P); \quad P_n = \frac{k_n}{k_c + k_n}(pF_э - P).$$

Искомая осадка сильфона (т. е. осадка пружины) будет равна

$$\lambda_c = \frac{P_c}{k_c} = \frac{pF_э - P}{k_c + k_n}.$$



Фиг. II. 9. Схема сильфонного измерителя давления.

Пример. Требуется подсчитать k_c, k_n и $F_э$. По заданным размерам сильфона (фиг. II. 9) находим $R = 1{,}05$ *мм*; $R_в = 12{,}8$ *мм*; $R_n = 18{,}45$ *мм*; $h_0 = 0{,}14$ *мм*; $n = 8$; $a = \frac{25 - 8\cdot 2{,}1}{7} = 1{,}17$ *мм*.

Угол α, согласно уравнению (II. 13) будет равен

$$\alpha = \frac{2\cdot 1{,}05 - 1{,}17}{2(18{,}45 - 12{,}8 - 2\cdot 1{,}05)} = 1{,}131.$$

По кривым, представленным на фиг. II. 8, находим $A_0 = 10{,}5\cdot 10^{-4}$; $B_0 = 16{,}5$; $A_1 = 150\cdot 10^{-4}$; $A_2 = 1050\cdot 10^{-4}$.

По формуле (17), полагая $\mu = 0{,}3$ и $E = 10^4$ *кг/мм²* (латунь), подсчитываем $k_c = 0{,}625$ *кг/мм*.

Для витой пружины, у которой $D = 15$ *мм*, $d = 1{,}5$ *мм*, $i = 6$ и $G = 8700$ *кг/мм²*, величина k_n составит

$$k_n = \frac{8700\cdot 1{,}5^4}{8\cdot 15^3\cdot 6} = 0{,}272 \text{ кг/мм}^2.$$

Согласно уравнению (II. 11), площадь $F_э$ составляет

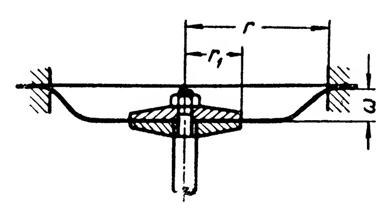
$$F_э = \pi\frac{12{,}8 + 18{,}45}{2} = 7{,}7 \text{ см}^2.$$

Таким образом, получим окончательно

$$\lambda = 1{,}12(7{,}7p - P),$$

где p берется в *кг/см²* и P — в *кг*.

Гибкие диафрагмы. Расчет гибких диафрагм (фиг. II. 10) сводится к определению зависимости прогиба ω диафрагмы от силы P



Фиг. II. 10. Схема гибкой диафрагмы:
r — внешний радиус; r_1 — радиус жесткого центра; ω — прогиб.

и давления p (фиг. II. 10). Здесь мы приводим только основные результаты исследований для случая, когда коэффициент Пуассона

диафрагмы $\mu = 0{,}5$ (резина) и когда начальное установочное расслабление диафрагмы отсутствует.

В этом случае передаточная функция диафрагмы определяется следующими уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} \frac{pr^4}{Eh^4} &= \left(\frac{\omega}{h}\right)^3 \zeta_3 + \left(\frac{\omega}{h}\right)^3 c\zeta_2 + \left(\frac{\omega}{h}\right) c^2\zeta_1 + c_3\zeta_0, \\ \text{и} \qquad \frac{Pr}{\pi Eh} &= \left(\frac{\omega}{h}\right)^2 \bar{\zeta}_3 + \left(\frac{\omega}{h}\right)^2 c\bar{\zeta}_2 + \left(\frac{\omega}{h}\right) c^2\bar{\zeta}_1 + c_3\bar{\zeta}_0, \end{aligned}\right\} \qquad (\text{II. } 15)$$

где c — некоторый параметр, связывающий давление p с силой P;
r — внешний радиус диафрагмы;
h — толщина диафрагмы;
E — модуль упругости материала.

Коэффициенты ξ_i и $\bar{\xi}_i$ зависят от отношения внутреннего радиуса к внешнему:

$$\xi_3 = -\frac{12}{(1-\alpha)^6} J_1; \quad \xi_2 = \frac{12}{(1-\alpha)^5}\left[-\frac{3}{2}(1+\alpha) J_1 + J_2\right];$$

$$\xi_1 = \frac{12}{(1-\alpha)^4}\left[-\frac{3}{4}(1+\alpha)^2 J_1 + (1+\alpha) J_2 - J_3\right];$$

$$\xi_0 = \frac{12}{(1-\alpha)^3}\left[-\frac{1}{8}(1+\alpha)^3 J_1 + \frac{1}{4}(1+\alpha)^2 J_2 - \frac{1}{2}(1+\alpha) J_3 + J_4\right];$$

$$\bar{\xi}_3 = \frac{-2}{(1-\alpha)^6}\bar{J}_1; \quad \bar{\xi}_2 = \frac{2}{(1-\alpha)^5}\left[-\frac{3}{2}(1-\alpha)\bar{J}_1 + \bar{J}_2\right];$$

$$\bar{\xi}_1 = \frac{2}{(1-\alpha)^4}\left[-\frac{3}{4}(1+\alpha)^2\bar{J}_1 + (1+\alpha)\bar{J}_2 - \bar{J}_3\right];$$

$$\bar{\xi}_0 = \frac{2}{(1-\alpha)^3}\left[-\frac{1}{8}(1+\alpha)^3\bar{J}_1 + \frac{1}{4}(1+\alpha)^2\bar{J}_2 - \frac{1}{2}(1+\alpha)\bar{J}_3 + \bar{J}_4\right],$$

причем

$$J_n = \frac{2}{1+\alpha}R_n - \bar{R}_n; \quad \bar{J}_n = 4\frac{1-\alpha^3}{1-\alpha^2}R_n - 3(1+\alpha^2)\bar{R}_n;$$

$$R_1 = \frac{1}{6}\cdot\frac{\alpha^2\ln\alpha}{1+\alpha} - \frac{7}{36}(1-\alpha^3);$$

$$R_1 = -\frac{11}{192}(1-\alpha^4) + \frac{5}{48}\alpha^2\ln\alpha - \frac{1}{3}\cdot\frac{1}{1-\alpha^2}\left[(1-\alpha^3)^2 + \alpha^2(1-\alpha)^2\right];$$

$$R_3 = \frac{1}{8}\left[\frac{11}{5}(1-\alpha^5) + 5\alpha^2(1-\alpha)\right];$$

$$R_4 = \frac{1-\alpha^6}{96} - \frac{5}{64}(1-\alpha^4)(1-\alpha^2) - \frac{5}{96}\alpha^2(1-\alpha^2);$$

$$\overline{R}_1 = -\frac{5}{16}(1-\alpha^2) - \frac{1\alpha^2 \ln^2 \alpha}{12(1-\alpha^2)};$$

$$\overline{R}_2 = 3R_1; \quad \overline{R}_3 = R_2; \quad \overline{R}_4 = \frac{1}{3}R_3.$$

Пример. Рассмотрим случай, когда $\alpha = 0$. При этом

$$R_1 = -\frac{7}{36}; \quad R_2 = -\frac{25}{64}; \quad R_3 = -\frac{11}{40}; \quad R_4 = -\frac{13}{192};$$

$$\overline{R}_1 = -\frac{5}{16}; \quad \overline{R}_2 = -\frac{7}{12}; \quad \overline{R}_3 = -\frac{25}{64}; \quad \overline{R}_4 = -\frac{11}{120}.$$

Затем определяем

$$J_1 = -\frac{11}{144}; \quad J_2 = -\frac{19}{96}; \quad J_3 = -\frac{51}{320}; \quad J_4 = -\frac{1}{20};$$

$$\overline{J}_1 = -\frac{23}{144}; \quad \overline{J}_2 = -\frac{3}{16}; \quad \overline{J}_3 = -\frac{23}{320}; \quad \overline{J}_4 = -\frac{2}{240}.$$

Наконец, находим

$$\xi_3 = \frac{11}{12}; \quad \xi_2 = -1; \quad \xi_1 = \frac{9}{40}; \quad \xi_0 = -\frac{23}{480};$$

$$\overline{\xi}_3 = -\frac{23}{72}; \quad \overline{\xi}_2 = -\frac{5}{48}; \quad \overline{\xi}_1 = -\frac{1}{120}; \quad \overline{\xi}_0 = -\frac{7}{720}.$$

Отсюда уравнения (II. 15) принимают вид

$$\frac{pr^4}{Eh^4} = \frac{11}{12}\left(\frac{\omega}{h}\right)^3 - c\left(\frac{\omega}{h}\right)^2 + \frac{9}{40}c^2\left(\frac{\omega}{h}\right) - \frac{23}{480}c^3;$$

$$\frac{Pr^2}{\pi Eh^4} = -\frac{23}{72}\left(\frac{\omega}{h}\right)^3 - \frac{5}{48}c\left(\frac{\omega}{h}\right)^2 - \frac{1}{120}c^2\left(\frac{\omega}{h}\right) - \frac{7}{720}c_3.$$

Задаваясь несколькими значениями $\frac{\omega}{h}$ и c, можно построить зависимость P от p и $\frac{\omega}{h}$.

Аналогично можно определить передаточную функцию и при других значениях α.

Хлопающие мембраны. Сферический тонкостенный купол, высота H которого невелика, выполненный из материала с высоким пределом упругости, известен в приборостроении под названием хлопающей мембраны (фиг. II. 11). Под действием некоторых усилий, в частности под действием давления, распределенного по выпуклой стороне, мембрана при определенных условиях теряет устойчивость и мгновенно (хлопком) меняет свой прогиб. Хлопающие мембраны используются, в частности, в качестве пневматических реле, реагирующих на определенный перепад давления.

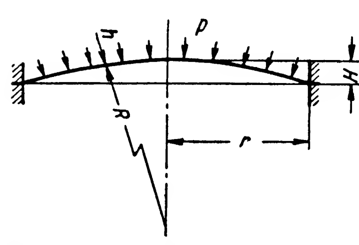
Зависимость между прогибом хлопающей мембраны и давлением, действующим с выпуклой стороны, определяется по формуле

$$\frac{pr^4}{Eh^4} = \left(4{,}88\frac{H^2}{h^2} + 5{,}86\right)\frac{\omega}{h} - 7{,}72\,\frac{H}{h}\cdot\frac{\omega^2}{h^2} + 2{,}76\,\frac{\omega^3}{h^3},$$

где h — толщина мембраны;

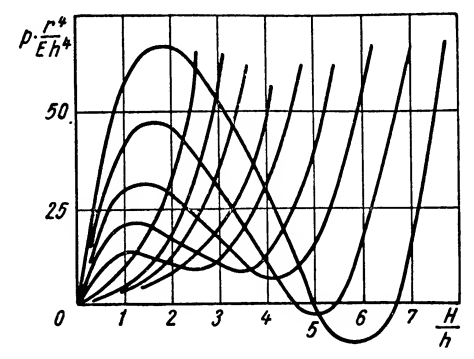
H — высота мембраны (фиг. II. 12).

На фиг. II. 12 приведен ряд характеристик хлопающей мембраны при различных значениях $\frac{H}{h}$. При $H = 0$ получаем монотонно воз-



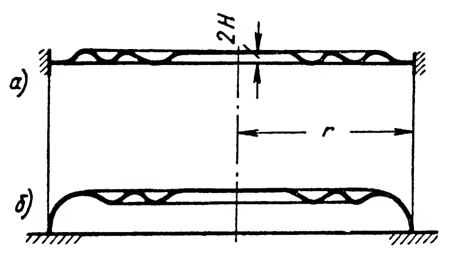
Фиг. II. 11. Схема хлопающей мембраны:

h — толщина стенки; H — прогиб; p — нагрузка; r — внешний радиус мембраны; R — радиус кривизны.



Фиг. II. 12. Характеристики хлопающей мембраны.

растающую характеристику плоской мембраны. В результате увеличения высоты возрастает начальная жесткость и нарушается монотонность хода кривой. При некотором значении $\frac{H}{h}$ (в рассматриваемом случае $\frac{H}{h} \approx 1{,}5$) на характеристике мембраны появляется участок с отрицательной производной, расположенный между двумя экстремальными точками. Этот участок можно назвать участком отрицательной жесткости, поскольку прогиб в данном случае возрастает при уменьшении нагрузки. Такой режим работы мембраны является неустойчивым, а давление, соответствующее экстремальным точкам, будет критическим для данной мембраны. После достижения давлением первого экстремума мембрана, минуя неустойчивый участок, мгновенно изменяет свой прогиб, и дальнейшая работа ведется на правой устойчивой возрастающей ветви характеристики. При разгрузке мембраны происходит обратное скачкообразное изменение прогиба, соответствующее второму критическому давлению.



Фиг. II. 13. Гофрированная мембрана:

а — мембраны без краевого гофра; *б*—мембрана с краевым гофром.

Дальнейшее увеличение высоты мембраны H приводит к еще большему искривлению характеристики, и при некотором значении H эта характеристика пересекает ось абсцисс. При давлении $p = 0$ мембрана в этом случае характеризуется тремя формами равновесия, из которых две устойчивы, а третья (промежуточная) неустойчива. Такая мембрана после прогиба и разгрузки не возвращается в начальное положение и сохраняет упругий прогиб, соответствующий крайней правой точке пересечения кривой с осью абсцисс. Для приведения мембраны в начальное положение необходимо приложить к ней нагрузку обратного знака, которая снимается после возвращения мембраны на первый восходящий участок кривой.

Гофрированные мембраны. Различают два типа гофрированных мембран (сильфонов): без краевого гофра (фиг. II. 13, *а*) и с краевым гофром (фиг. II. 13, *б*). У мембраны первого типа угол подъема поверхности остается малым для всех точек, а у мембран второго типа имеется краевая волна гофрировки с большим углом подъема.

В настоящее время разработана методика расчета только для мембран без краевого гофра, если прогиб не превышает двойной толщины мембраны.

При этих условиях характеристика гофрированной мембраны выражается кривой третьего порядка:

$$\frac{pr^4}{Eh^4} = \left[A_1 \frac{H^2}{h^2} + \frac{16}{3(1-\mu)}\right] \frac{\omega}{h} - A_2 \frac{H}{h} \cdot \frac{\omega^2}{h^2} + A_3 \frac{\omega^3}{h^3}, \qquad \text{(II. 16)}$$

где p — давление;
r — радиус мембраны;
h — толщина мембраны;
H — амплитуда синусоидальной гофрировки;
ω — прогиб в центре.

Постоянные A_1, A_2 и A_3 зависят от числа волн гофрировки, от радиуса плоского центра и от характера перехода с гофрированного участка на плоский.

Динамические характеристики упругих чувствительных элементов. Для упругих чувствительных элементов (мембран, сильфонов и др.) при измерении давлений жидкостей уравнения динамики могут быть определены следующим образом (фиг. II. 14, *а*). Учитывая, что жидкость практически несжимаема, можно написать в первом приближении:

$$m_{np} \frac{1}{q_э} \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + r \frac{dx}{dt} = p - p', \qquad \text{(II. 17)}$$

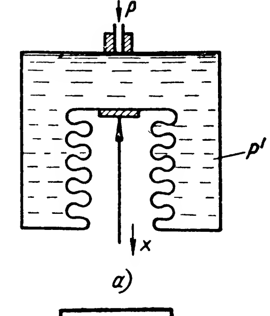
где p и p' — давления;
m_{np} — масса жидкости, приведенная к сильфону;
x — перемещение дна сильфона;
$q_э$ — площадь дна сильфона;
r — коэффициент вязкого трения на единицу площади дна сильфона.

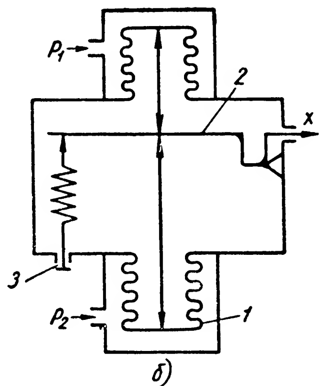
Затем определяем отношение упругости пружины c к ее эффективной площади:

$$\frac{c}{q_э} x = p'. \qquad (II. 18)$$

Подставляя выражение (II. 18) в уравнение (II. 17), получим

$$\frac{m_{np}}{q_э} \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э} x = p. \qquad (II. 19)$$





Фиг. II. 14. Мембранные чувствительные элементы:

а — с гармониковой мембраной; *б* — дифференциальный измеритель с двумя сильфонами; *1* — сильфоны; *2* — рычаг; *3* — задатчик.

Передаточная функция подобного элемента на основании уравнения (II. 19) будет равна

$$KW(s) = \frac{1}{\frac{m_{np}}{q_э} s^2 + rs + \frac{c}{q_э}} =$$

$$= \frac{k}{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}, \qquad (II. 20)$$

где

$$T^2 = \frac{m_{np}}{c};$$

$$\zeta = \frac{rq_э}{2\sqrt{mc}};$$

$$r = \frac{p_0 q_э}{x_{max} c}.$$

При уменьшении диаметра импульсных трубок коэффициент ζ вследствие увеличения коэффициента r растет значительно быстрее, чем постоянная времени T. Поэтому уравнение (II. 19) можно приближенно записать в виде

$$r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э} x = p. \qquad (II. 21)$$

Соответственно передаточная функция будет равна

$$KW_1(s) = \frac{r_1}{T_1 s + 1}, \qquad (II. 22)$$

где

$$T_1 = \frac{rq_э}{c} \quad и \quad r_1 = r.$$

При измерении давления газов уравнение динамики чувствительного элемента следует выводить иначе. В этом случае в уравнении движения элемента массой газа можно пренебречь

$$r\frac{dx}{dt} = p - p'. \qquad (II. 23)$$

Однако масса подвижных частей, приведенная к чувствительному элементу, при измерении газов давления оказывает влияние на переходный процесс:

$$m \frac{d^2x}{dt} = p'q_э - cx. \qquad (II. 24)$$

Совместно решая уравнения (II. 23) и (II. 24), получим

$$\frac{m}{q_э} \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + \frac{c}{q_э}x = p, \qquad (II. 25)$$

где m — приведенная масса подвижных частей.

Передаточная функция элемента имеет тот же вид, что и выражение (II. 20), но

$$T^2 = \frac{m}{c}$$

и

$$\zeta = \frac{rq_э}{2}\sqrt{\frac{1}{mc}}; \qquad k = \frac{q_э p_0}{cx_{max}}.$$

Таким же образом могут быть получены уравнения динамики для чувствительных элементов с трубчатыми пружинами. Однако если для мембран и сильфонов вследствие большого объема чувствительного элемента ζ часто больше единицы, то для трубчатых пружин обычно $\zeta < 1$. В измерительных устройствах иногда для увеличения ζ перед чувствительным элементом ставят дополнительное гидравлическое сопротивление, которое, однако, уменьшает полосу частот пропускания чувствительного элемента. Следует отметить, что вычисление коэффициентов дифференциальных уравнений в данном случае представляет значительные трудности. Поэтому предпочтительнее пользоваться экспериментально снятыми переходными функциями и частотными характеристиками измерителей с упругими чувствительными элементами.

Рассмотренные выше упругие чувствительные элементы, используемые в технике регулирования главным образом для измерения давления, перепадов давления и других регулируемых параметров, обычно сочетаются с различными датчиками, схемы которых приводятся ниже, в главе IV. В простейших регуляторах, например, в гидравлических и пневматических, эти чувствительные элементы (фиг. II. 14) механически соединяются в различных комбинациях с усилителями мощности. В качестве усилителей применяются струйные трубки, золотники и т. п.

2. ЭЛЕКТРОМАНОМЕТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Электроманометрические элементы основаны на изменении сопротивления проводника, находящегося под действием внешнего давления. Для компенсации влияния небольших изменений температуры наиболее пригодны сплавы с низким температурным коэффициентом электрического сопротивления, например манганин, сопротивление

которого пропорционально изменению давления. Диаметр манганиновой проволоки обычно выбирается равным 0,05 *мм*. Сопротивление проволоки измеряется при помощи одной из известных электроизмерительных схем, например, мостиковой схемы.

3. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

На поверхности некоторых кристаллов при их сжатии или растяжении выделяются электрические заряды. На этом свойстве кристаллов основано применение пьезоэлектрических чувствительных элементов.

Для измерения давлений применяется обычно кварц (двуокись кремния), из которого вырезается прямоугольная призма с гранями, перпендикулярными к осям x, y и z (фиг. II, 15).

При сжатии или растяжении призмы по оси x на гранях F_x появляются заряды противоположного знака (продольный пьезоэффект). Величина каждого заряда равна

$$Q_x = ep_xF_x, \qquad (II. 26)$$

где Q_x — заряд в кулонах;

e — пьезоэлектрическая постоянная (для кварца $2{,}1 \cdot 10^{-11}$ *кулон/кг*);

p_x — удельное давление в *кг/см²*;

F_x — поверхность грани прямоугольной призмы в *см²*.

Фиг. II. 15. Кристалл кварца: Z — оптическая ось; X — электрическая ось; Y — нейтральная ось; F_x, F_y и F_z — поверхности граней.

При сжатии или растяжении призмы по оси Y на той же грани появляются заряды обратных знаков (поперечный пьезоэффект), величина каждого из которых равна

$$Q_y = -ep_yF_x.$$

На фиг. II. 16 показан пример применения пьезоэлектрического чувствительного элемента для измерения давления.

Напряжение на входе в электронный усилитель пропорционально измеряемому давлению и его можно определить по формуле

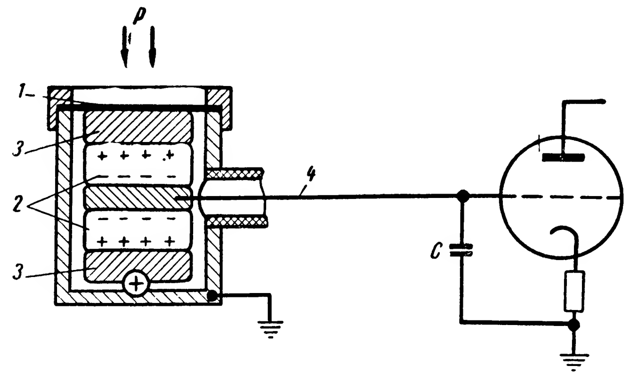
$$U = \frac{Q}{C + C_{cx}} = \frac{eF_{м}p}{C + C_{cx}}, \qquad (II. 27)$$

где C — емкость кварцевых пластинок;

C_{cx} — емкость схемы с учетом соединительного провода, входного конденсатора и входной емкости лампы;

$F_{м}$ — эффективная площадь разделительной мембраны.

Недостатком пьезоэлектрического метода измерения давлений является значительная утечка заряда в элементах измерительной схемы. Поэтому он может быть использован, практически, только



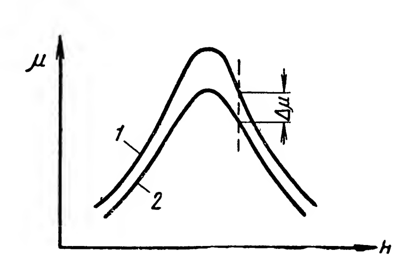
Фиг. II. 16. Схема пьезоэлектрического чувствительного элемента:

1 — мембрана; 2 — кварц; 3 — металлические прокладки; 4 — проводник.

для измерения быстропеременного давления и ввиду сложности измерительной аппаратуры применяется, главным образом, при лабораторных измерениях.

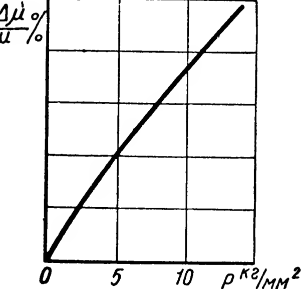
4. МАГНИТОУПРУГИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

На свойстве электромагнитного дросселя изменять магнитную проницаемость при сжатии или растяжении основаны магнитоупругие чувствительные элементы.



Фиг. II. 17. Зависимость магнитной проницаемости от магнитного поля:

μ — магнитная проницаемость; H — напряжение магнитного поля; 1 — без нагрузки; 2 — под нагрузкой.



Фиг. II. 18. Изменение магнитной проницаемости $\frac{\Delta\mu}{\mu} = f(P)$ сплава пермаллой в зависимости от нагрузки.

Кривая магнитной проницаемости, являющейся функцией материала и нагрузки $\mu = f(P)$, при постоянном напряжении магнитного поля смещается под действием испытываемой дросселем нагрузки (фиг. II. 17).

Изменение магнитной проницаемости (фиг. II. 18) практически определяется при помощи известных электроизмерительных схем, измеряющих коэффициент L самоиндукции катушки дросселя, который приближенно может быть найден по формуле

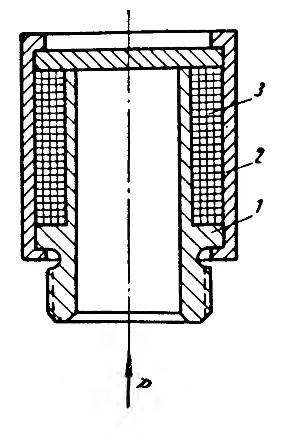
$$L = \frac{0.4\pi W^2}{\frac{l_1}{\mu_1 F_1} + \frac{l_2}{\mu_2 F_2} + \dots} \cdot 10^{-8}, \qquad (II. 28)$$

где w — число витков катушки;

l_1, l_2 — длина отдельных участков магнитопровода;

F_1, F_2 — площадь поперечных сечений отдельных участков магнитопровода;

μ_1, μ_2 — магнитные проницаемости материала отдельных участков магнитопровода.



Фиг. II. 19. Магнитоупругий чувствительный элемент:

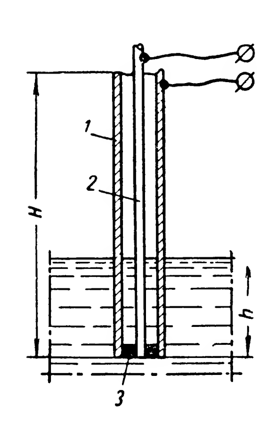
1 — стальная трубка; 2 — трубка из инвара; 3 — катушка.

Погрешности магнитоупругих чувствительных элементов (фиг. II. 19) вызываются изменениями температуры и гистерезисом.

Кроме того, для таких элементов должна быть обеспечена надежная стабилизация напряжения и определенная частота источника питания.

5. ЕМКОСТНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В технике регулирования, главным образом при измерениях уровня жидкостей, диэлектрическая проницаемость которых отлична от единицы, применяются емкостные чувствительные элементы (фиг. II. 20). Элемент состоит из двух коаксиальных цилиндров. В качестве одной из обкладок конденсатора используется стержень, вставленный во внутренний изолирующий цилиндр. Если жидкость является проводящей, то роль второй обкладки может выполнять сам сосуд.



Фиг. II.20. Емкостный чувствительный элемент.

1 — сосуд с жидкостью; 2 — стержень; 3 — изолятор.

Емкость такого конденсатора линейно связана с уровнем.

Можно принять, что суммарная емкость конденсатора состоит из двух емкостей:

$$C = C_1 + C_2,$$

где C_1 — емкость нижней части, заполненной жидкостью;

C_2 — емкость верхней части, заполненной воздухом или парами жидкости.

Высота нижней части равна h, верхней $(H - h)$.

Для плоского конденсатора, у которого ширина пластин равна b, получим

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r b h}{\delta} + \frac{\varepsilon_0 b (H - h)}{\delta} = A + Bh. \qquad (II.\ 29)$$

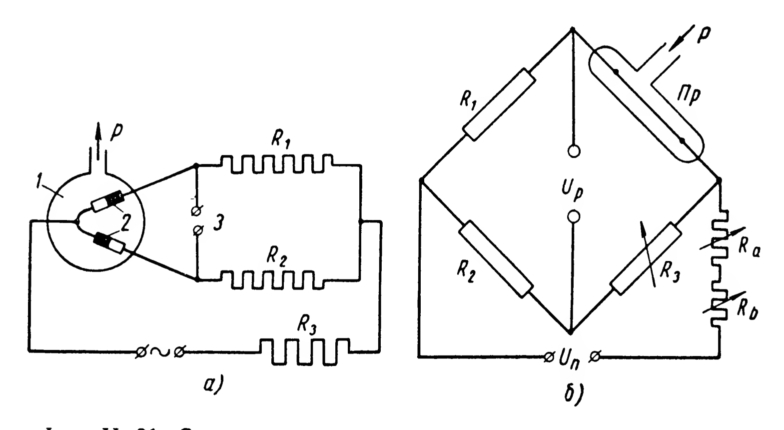
Для цилиндрического конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r 2\pi h}{\ln \frac{r_2}{r_1}} + \frac{\varepsilon_0 2\pi (H - h)}{\ln \frac{r_2}{r_1}} = A_1 + B_1 h, \qquad (II.\ 30)$$

где r_1 и r_2 — внутренний и наружный радиусы цилиндра.

6. ТЕРМОВАКУУМНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Для измерения разрежения в пределах от 1 до 10^{-3} *мм* абсолютного ртутного столба применяются термочувствительные измерительные элементы. Они основаны на изменении теплоотдачи от нагре-

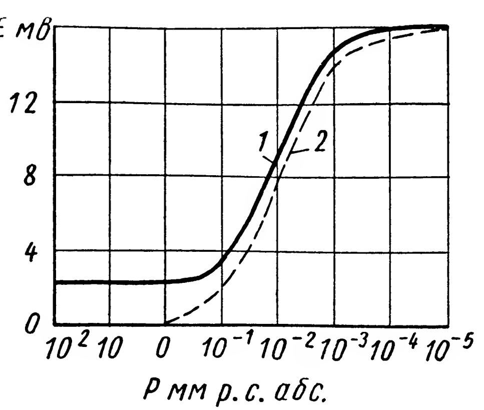


Фиг. II. 21. Схемы термовакуумных чувствительных элементов:

а — с термопарой; *1* — измерительная колба; *2* — термоэлементы; *3* — регулирующий сигнал; *P* — измеряемое давление; R_1, R_2, R_3 — сопротивления; *б* — с термометром сопротивления; *Пр* — нагреваемая проволока, *P* — измеряемое давление, R_1, R_2, R_3 — плечи моста, R_a и R_b — регулировочные сопротивления; U_n — напряжение питания; U_p — регулирующий сигнал.

вателя, помещенного в баллон, присоединенный к объекту. В чувствительном элементе, изображенном на фиг. II. 21, *а*, к нагревателю, выполненному из тонкой платиновой проволоки, прикрепляется термопара (вакуумметр Молля). С уменьшением давления теплоотдача от нагревателя уменьшается и э. д. с., снимаемая с термопары, возрастает (фиг. II. 22).

Чувствительный элемент, показанный на фиг. II. 21, *б*, основан на измерении сопротивления самого нагревателя, которое изменяется при отклонении разрежения вследствие изменения теплового баланса и температуры нагревателя.



Фиг. II. 22. Характеристика термовакуумного чувствительного элемента:

1 — для воздуха; *2* — для водорода; *p* — абсолютное разрежение в *мм* рт. ст.; *E* — электродвижущая сила термопары в милливольтах.

7. ИОНИЗАЦИОННО-ВАКУУМНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Данные чувствительные элементы применяются обычно для измерения весьма низких давлений (ниже 10^{-3} *мм* абс. рт. ст.), так как при более высоких давлениях чувствительный элемент (лампа) быстро выходит из строя.

На фиг. II. 23, *а* приведена схема манометрической лампы, в которой газ ионизируется при помощи термоэлектронной эмиссии. Между сеткой и нагреваемым катодом лампы проходит ионизирующий ток, причем величина тока поддерживается постоянной. Ионы собираются на аноде, имеющем отрицательный потенциал относительно катода. Величина тока анода определяется количеством созданных ионов и, следовательно, давлением газа. Зависимость ионного тока (фиг. II. 23, *б*) в линейной части характеристики лампы может быть выражена формулой

$$I_i = kp, \qquad (II.\ 31)$$

где I_i — ионный ток;

p — давление;

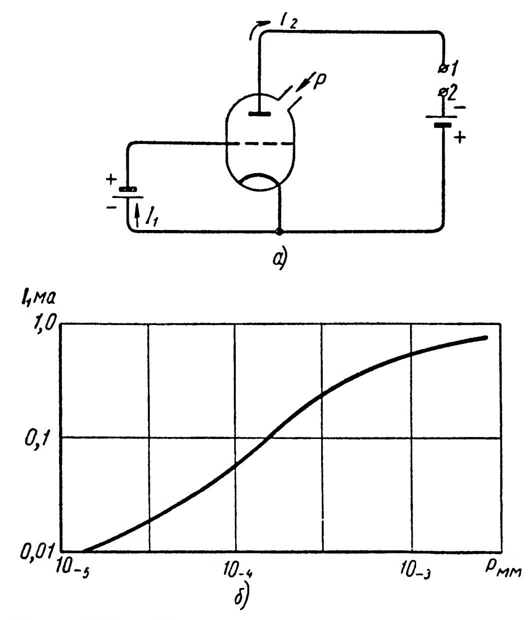
k — коэффициент пропорциональности.

8. ТЕРМОСТАТНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Для измерения уровня жидкостей, нагретых до определенной температуры, применяются термостатные чувствительные элементы, иначе называемые термостатными трубками (фиг. II. 24).

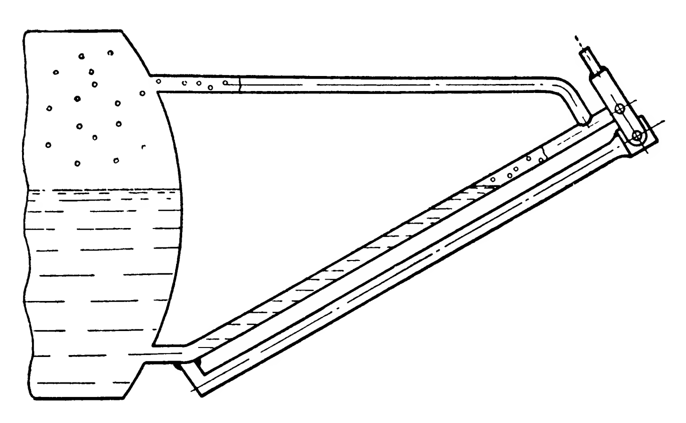
Нижняя и верхняя части трубки подвержены действию различной температуры. Поэтому если температура жидкости не меняется, то перемещение ее уровня вызывает изменение средней температуры термостатной трубки. Расширение трубки под действием изменяющейся температуры используется в качестве управляющего воздействия на другие элементы регулятора.

Термостатные трубки, особенно при высоких давлениях, характеризуются инерцией, которая тем меньше, чем лучше изолирована трубка и чем меньше возможность теплообмена с окружающей средой.



Фиг. II. 23. Схема термовакуумного чувствительного элемента:

а — схема включения манометрической лампы; *P*—измеряемое разрежение; *1* и *2* — клеммы; *б* — характеристика манометрической лампы.

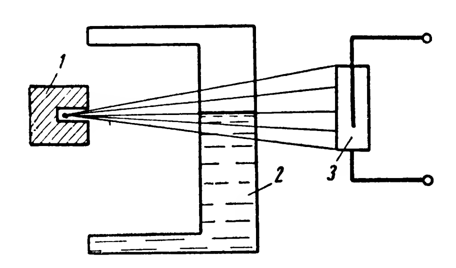


Фиг. II. 24. Термостатная трубка.

9. ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПОГЛОЩЕНИЯ

Чувствительные элементы, основанные на использовании поглощения световых лучей или γ-излучения, могут быть использованы для измерения уровня (фиг. II. 25), давления, механических перемещений, плотности.

При изменении уровня жидкости в трубке *2* изменяется и величина поглощения световых лучей или γ-излучения, создаваемого источником *1*. В качестве источника γ-излучения в подобных



Фиг. II. 25. Чувствительный элемент для измерения уровня:

1 — источник света или γ-излучения; *2* — сосуд с жидкостью; *3* — ионизационная камера.

приборах обычно используются искусственные изотопы, например кобальт-60, стронций-90, таллий-204 и др.

Приемником потока непоглощенных частиц могут служить ионизационные камеры, рассмотренные в главе I.

10. ПОПЛАВКОВЫЕ И КОЛОКОЛЬНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Поплавковый чувствительный элемент (фиг. II. 26) представляет собой полый металлический поплавок шаровидной, чечевицеобразной или цилиндрической формы. Применяются эти чувствительные элементы при регулировании уровня жидкости.

Диаметр шаровых поплавков составляет 200—250 *мм*; цилиндрические поплавки могут быть диаметром до 60 *мм* и длиной 4 *м*. Зависимость между изменением уровня и силой, создаваемой поплавком, выражается уравнением

$$F = \gamma \frac{\pi D^2}{4} \Delta h, \qquad \text{(II. 32)}$$

где F — сила, создаваемая поплавком;

γ — удельный вес измеряемой жидкости;

Δh — изменение уровня жидкости при неподвижном поплавке;

D — диаметр поплавка.

Поплавок соединяется с противовесом, который частично уравновешивает его вес. Перемещая противовес, можно изменять в известных пределах величину заданного уровня.

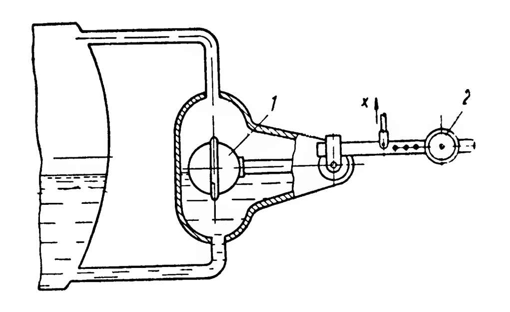
У некоторых чувствительных элементов изменение силы, создаваемой поплавком, уравновешивается упругим элементом

(фиг. II. 27). Цилиндрический поплавок 1 уравновешивается выталкивающей силой жидкости и силой упругости трубки 2. Выходное перемещение чувствительного элемента при этом в 50—100 раз меньше изменения уровня жидкости. Установка заданного уровня достигается относительным смещением заслонки и сопла.

Движение поплавка может быть описано следующим дифференциальным уравнением:

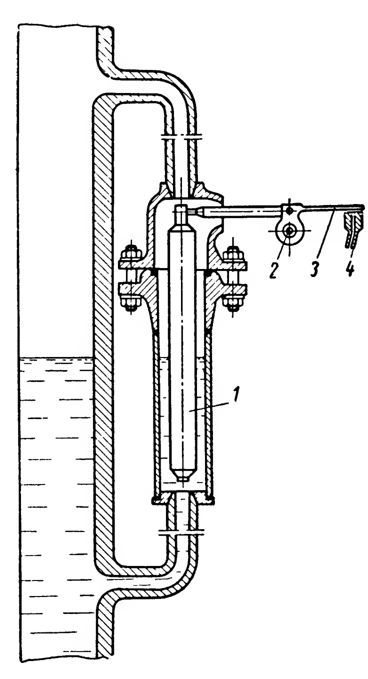
$$m\frac{d^2x}{dt^2}+r\frac{dx}{dt}+cx=$$

$$=\gamma\frac{\pi D^2}{4}(\Delta h-x), \qquad (II. 33)$$



Фиг. II. 26. Поплавковый чувствительный элемент:

1 — поплавок; 2 — груз; x — перемещение управляющего штока.



Фиг. II. 27. Цилиндрический поплавок с дроссельным усилителем:

1 — поплавок; 2 — ось; 3 — заслонка; 4 — сопло.

где m — масса подвижных частей, приведенная к поплавку (или к выходному элементу);

r — приведенный коэффициент вязкого трения;

c — приведенная жесткость противодействующей пружины;

x — перемещение поплавка (или выходного элемента).

После преобразования (II. 33) получим

$$m\frac{d^2x}{dt}+\frac{rdx}{dt}+\left(c+\gamma\frac{\pi D^2}{4}\right)x=\gamma\frac{\pi D^2}{4}\Delta h. \qquad (II. 34)$$

При отсутствии противодействующей пружины $c=0$. Согласно (II. 34), передаточная функция поплавкового чувствительного элемента имеет вид

$$KW(s)=\frac{x(s)}{\Delta h(s)}=\frac{k_0}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}, \qquad (II. 35)$$

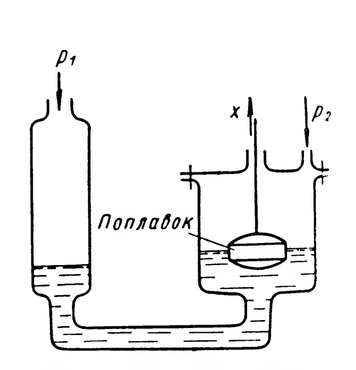
где

$$T^2 = \frac{m}{c + \gamma \frac{\pi D^2}{4}}; \qquad \zeta = \frac{r}{2\sqrt{\left(c + \frac{\gamma \pi D^2}{4}\right) m}};$$

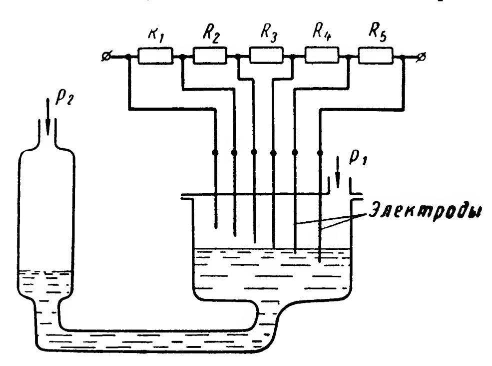
$$k_0 = \frac{\frac{\gamma \pi D^2}{4}}{c + \gamma \frac{\pi D^2}{4}} \frac{h_{max}}{x_{max}},$$

при $c = 0$, $k_0 = \frac{h_{max}}{x_{max}}$.

Поплавковые жидкостные чувствительные элементы. При регулировании разности давлений часто применяются также жидкостные чувствительные элементы, основанные на уравновешивании измеряе-



Фиг. II. 28. Дифманометр с поплавком.



Фиг. II. 29. Жидкостный дифманометр с реостатным секционированным датчиком.

мой разности давлений гидростатическим давлением столба жидкости. В качестве рабочей жидкости используются вода или ртуть.

В схеме дифференциального манометра (фиг. II. 28), состоящего из двух сообщающихся сосудов, разность давлений p_1 и p_2 преобразуется в перемещение x поплавка. В некоторых случаях изменение уровня рабочей жидкости преобразуется непосредственно в электрическую величину, например в сопротивление (фиг. II. 29). В этом чувствительном элементе изменение уровня ртути вызывает закорачивание секций сопротивлений R_1 — R_5. Чувствительный элемент может иметь до 30—40 таких секций.

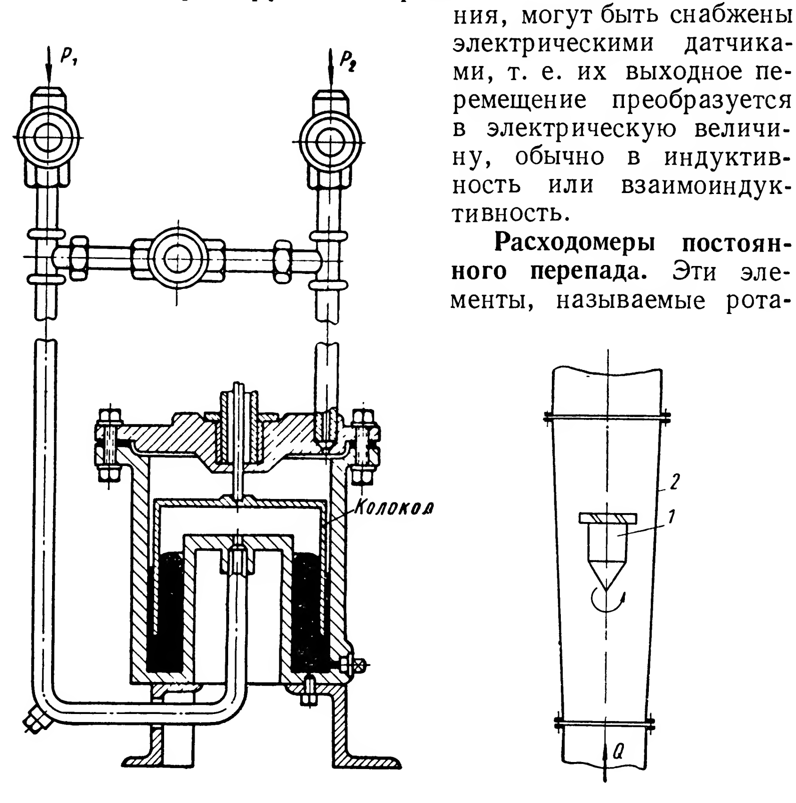
Жидкостные чувствительные элементы выпускаются на перепады давлений 100—800 *мм* рт. ст. Для изменения пределов преобразуемого давления один из сосудов делается сменным, причем при смене сосудов полное перемещение поплавка, соответствующее новому диапазону давлений, остается прежним. Полному перепаду давлений соответствует перемещение 30—40 *мм*.

Колокольные чувствительные элементы. Близки по принципу действия к жидкостным колокольные чувствительные элементы (фиг. II. 30). Такой элемент представляет собой толстостенный колокол, плавающий в ртути. Давления p_1 и p_2 подводятся снаружи и

изнутри колокола. При изменении разности давлений колокол перемещается вниз или вверх. Существуют и другие колокольные чувствительные элементы, например с двумя колоколами, под каждый из которых подводится давление.

Как колокольные, так и ранее рассмотренные поплавковые чувствительные элементы, реагирующие на разность давлений и на давления, могут быть снабжены электрическими датчиками, т. е. их выходное перемещение преобразуется в электрическую величину, обычно в индуктивность или взаимоиндуктивность.

Расходомеры постоянного перепада. Эти элементы, называемые рота-



Фиг. II. 30. Колокольный дифманометр КЭР.

Фиг. II. 31. Схема ротаметра.

метрами, выполняются в виде поплавков или поршней, меняющих площадь сечения отверстия для прохождения жидкости или газа (фиг. II. 31). Перепад давления, определяемый весом поплавка или поршня, должен быть при этом постоянным. Пластмассовый или металлический поплавок *1* помещается в коническую трубку *2*, расширяющуюся по ходу жидкости. На верхнем ободке поплавка имеются косые прорези, благодаря наличию которых он приводится во вращательное движение и постоянно находится посредине трубы, не касаясь ее стенок.

При движении жидкости или газа по трубе поплавок поднимается или опускается до тех пор, пока сила его тяжести не уравновеши-

вается разностью давлений до и после поплавка и выталкивающей силой

$$F_n(p_1 - p_2) = G'_n, \qquad (II.\,36)$$

где $p_1 - p_2$ — перепад давлений в месте нахождения поплавка;
F_n — эффективная площадь поплавка по сечению, перпендикулярному к оси потока;
G'_n — вес поплавка в неподвижной среде.

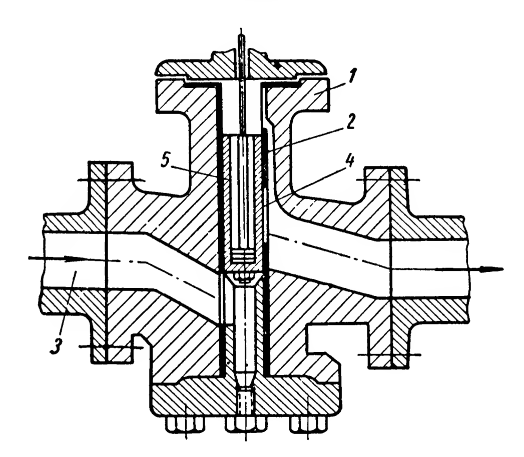
Расход жидкости, проходящей через ротаметр, может быть определен по формуле

$$Q = \psi F_0 \sqrt{\frac{2g}{\gamma F_n}G'_n}, \qquad (II.\,37)$$

где F_0 — площадь кольцевого зазора между поплавком и трубой;
ψ — коэффициент пропорциональности.

Площадь F_0 в зависимости от перемещения поплавка определяется следующим образом:

$$F_0 = \frac{\pi}{4}\left[(d_0 + x\,\mathrm{tg}\,\alpha)^2 - d_n^2\right], \qquad (II.\,38)$$



Фиг. II. 32. Расходомер постоянного давления ППЭ:

1 — корпус; 2 — втулка; 3 — вход; 4 — выходное отверстие; 5 — поршень.

где d_0 — минимальный диаметр конической трубы;
α — угол между образующей конуса и его осью;
x — высота подъема поплавка;
d_n — максимальный диаметр поплавка.

Как показывают уравнения (II. 37) и (II. 38), между перемещением поплавка и расходом существует нелинейная связь, которая может быть линеаризована при малых изменениях расхода.

На фиг. II. 32 приведена другая конструкция чувствительного элемента расходомера постоянного перепада. При изменении расхода перемещается поршень и в той или иной степени открывается выходное отверстие. Отверстие делается прямоугольным, что обеспечивает линейность зависимости перемещения поршня от расхода. Как ротаметры, так и поршневые расходомеры постоянного перепада могут снабжаться индуктивными датчиками.

11. ДРОССЕЛЬНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Чувствительные элементы с сужающими устройствами, называемые также дроссельными, выполняются в виде диафрагм, сопел и труб Вентури.

Диафрагма (фиг. II. 33, *а*) представляет собой металлический диск с отверстием, чаще всего круглым и соосным с трубой, в которую вставляется диафрагма.

Поток жидкости или газа в месте установки диафрагмы сужается и поэтому давление до диафрагмы P_1 и после нее P_2 будут различны. На значительном расстоянии от места установки диафрагмы давление в трубопроводе после диафрагмы отличается от давления до диафрагмы на величину потери давления δ_p (фиг. II. 33, *б*).

Фиг. II. 33. Схема дроссельного чувствительного элемента:

а — диафрагма; *б* — график изменения давления вдоль стенки трубы вблизи места установки диафрагмы; *d* — диаметр отверстия диафрагмы; *D* — внутренний диаметр трубопровода; P_1 — давление перед диафрагмой; P_2 — давление за диафрагмой.

Разность давлений P_1 и P_2, как известно, находится в следующей зависимости от расхода:

$$Q = \alpha\varepsilon F_0 \sqrt{\frac{2g}{\gamma}(P_1 - P_2)} \quad \text{(II. 39)}$$

или

$$G = \alpha\varepsilon F_0 \sqrt{2g\gamma(P_1 - P_2)}, \quad \text{(II. 40)}$$

где Q — расход в *м³/сек*;
G — расход в *кг/сек*;
α — коэффициент расхода;
ε — коэффициент расширения струи (для жидкостей $\varepsilon = 1$);
F_0 — проходное сечение диафрагмы;
g — ускорение силы тяжести;
γ — удельный вес жидкости или газа;
P_1 и P_2 — давления до и после диафрагмы.

Коэффициент α обычно определяется экспериментально. Он зависит от числа Рейнольдса и относительных размеров диафрагмы и трубопровода:

$$\alpha = f(\text{Re},\ m).$$

Как известно,

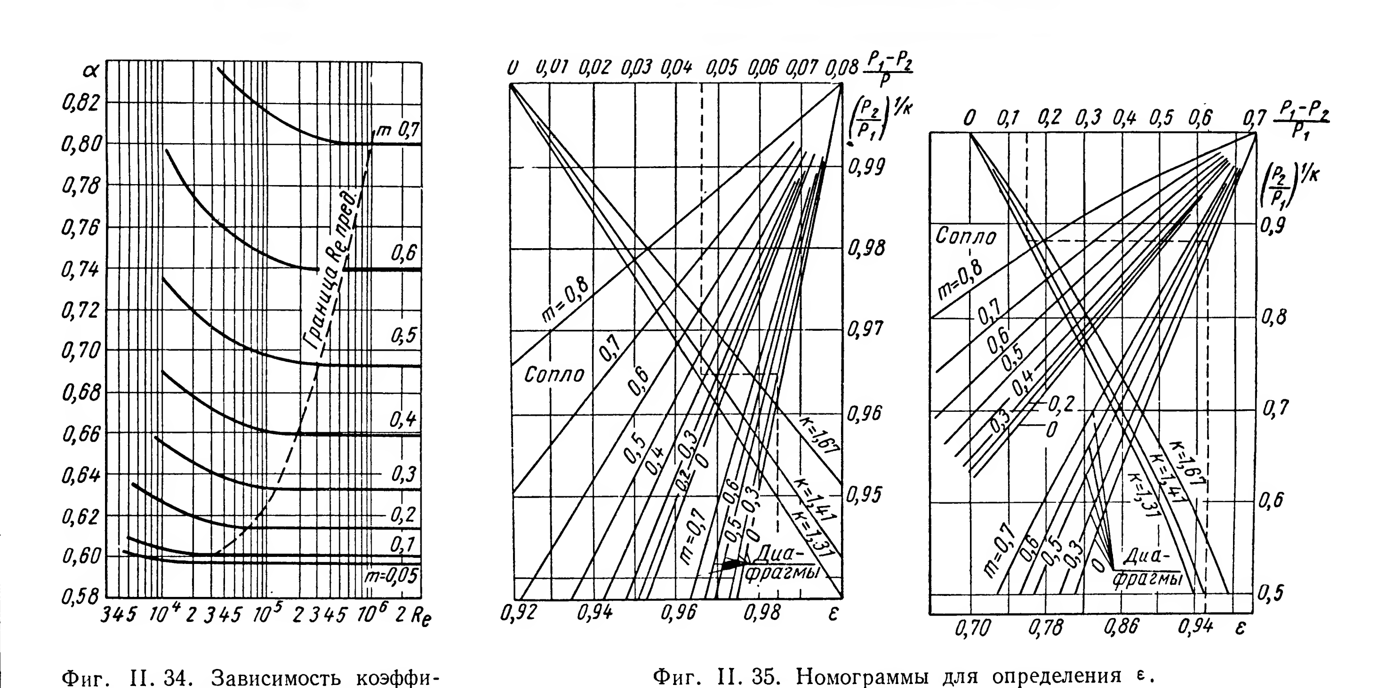
$$\text{Re} = \frac{wD}{\nu},$$

где Re — число Рейнольдса, отнесенное к диаметру трубопровода;
w — средняя скорость жидкости в сечении трубы;
ν — кинематическая вязкость жидкости;
D — диаметр трубы.

Определим отношение площади сечения диафрагмы и площади сечения трубы:

$$m = \frac{F_0}{F}.$$

Фиг. II. 34 показывает, что, начиная с некоторых значений числа Рейнольдса, коэффициент расхода остается постоянным.

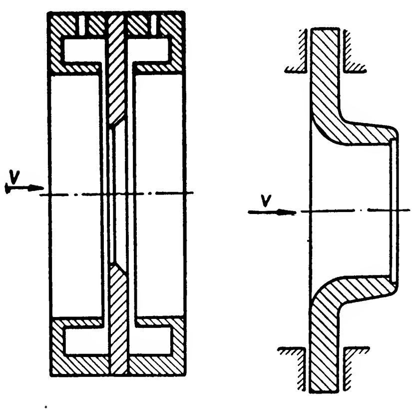


Фиг. II. 34. Зависимость коэффициента расхода α нормальных диафрагм от числа Рейнольдса для разных значений m.

Фиг. II. 35. Номограммы для определения ε.

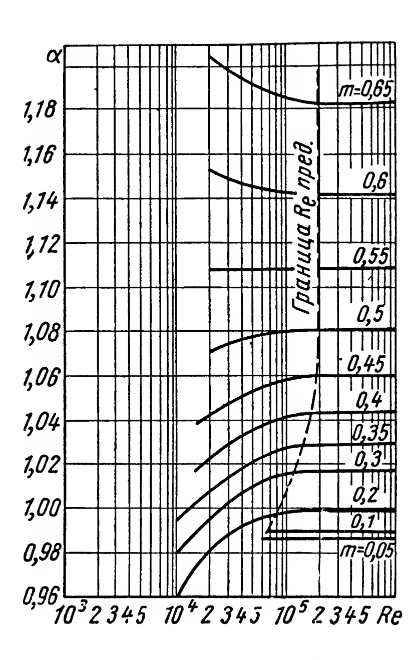
Коэффициент расширения струи ε зависит от давлений до и после диафрагмы, от отношения диаметра диафрагмы к диаметру трубопровода и от свойств газа или пара. Поправка, вызванная отличием ε от единицы, может быть определена на основании номограмм (фиг. II. 35), где P_1 и P_2 — давления до и после диафрагмы, $m = \frac{F_0}{F}$, k — показатель закона адиабатического расширения газа. Для одноатомных газов можно принимать $k = 1{,}67$, для двухатомных $k = 1{,}4$ и для трехатомных (CO_2, SO_2, перегретый пар) $k = 1{,}31$.

Для отбора давления в диафрагмах служат либо специальные отверстия, либо кольцевые камеры (см. фиг. II. 36), которые дают



Фиг. II. 36. Диаграммы с кольцевым отбором.

Фиг. II. 37. Измерительное сопло.



Фиг. II. 38. Зависимость коэффициента расхода α нормального сопла от числа Рейнольдса.

возможность выравнять давления по окружности трубы. Это важно в том случае, если диафрагма установлена близко к изгибу трубопровода.

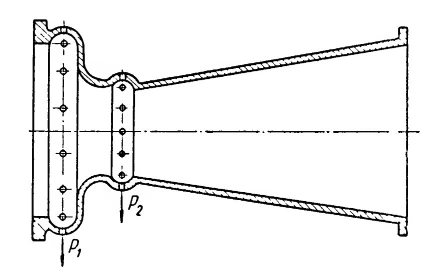
Сопла (фиг. II. 37) отличаются от диафрагм плавным закруглением со стороны потока жидкости или газа и более длинной цилиндрической частью. Они создают несколько меньшее гидравлическое сопротивление при прохождении потока, однако и перепады давления при том же расходе и тех же значениях m получаются меньшими. Износ поверхности, который сказывается на погрешности измерения, у сопел меньше, чем у диафрагм, поэтому их целесообразно применять при измерении расхода активных и загрязненных сред.

Связь между расходом и перепадом давления для сопла также определяется уравнениями (II. 39) и (II. 40), однако коэффициент α определяется другими графиками (фиг. II. 38).

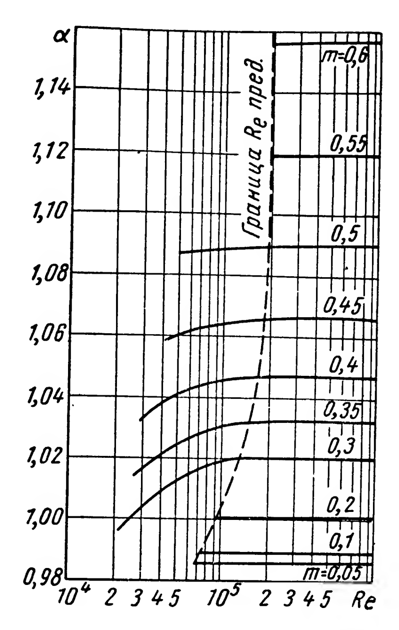
Трубки Вентури (фиг. II. 39) характеризуются плавным сужением и расширением потока жидкости. Зависимости α от Re и m нормализованных труб Вентури показаны на фиг. II. 40.

Сравнение конструкций диафрагм, сопел и труб Вентури показывает, что трубки являются наиболее громоздкими и дорогими. Однако они обладают тем преимуществом, что при их использовании остаточная потеря давления δ_p бывает весьма невелика. В пределах изменения m от 0,5 до 0,1 она составляет всего 8—18% от перепада давления. В случае же использования диафрагм, при изменении m в тех же пределах, потеря давления достигает 45—90% от величины перепада.

Погрешности дроссельных чувствительных элементов обусловливаются рядом факторов. Они могут быть вызваны неучтенными изменениями параметров жидкости или газа, а также неправильным монтажом самих элементов. Например, размеры чувствительного элемента, работающего при высокой температуре, изменяются и вследствие этого изменяется коэффициент m. При изменении температуры жидкости или газа также возникает погрешность, если не предусмотрено автоматическое введение поправки на температуру. Погрешности вызываются несоосностью диафрагмы и трубопровода, эллиптичностью его сечения, шероховатостями трубопровода и близким расположением поворотов трубопровода к диафрагме.



Фиг. II. 39. Трубка Вентури.



Фиг. II. 40. Зависимость коэффициента расхода α нормальной трубки Вентури от числа Рейнольдса.

При изменении расхода пульсирующих потоков возникают дополнительные погрешности, связанные с методом измерения разности давлений. Средний перепад давлений в этом случае не пропорционален среднему значению расхода, поскольку зависимость между разностью давлений и расходом квадратичная.

Квадратичная зависимость между перепадом давлений и расходом ограничивает выбор измерителей перепада. Для сведения погрешности к минимуму желательно, чтобы регулируемый расход был

близок к предельному для данного чувствительного элемента. Поэтому и измеритель перепада давления надо выбирать с таким расчетом, чтобы перепад давлений, соответствующий регулируемому расходу, был близок к максимальному.

В уравнениях динамики регулятора дроссельные чувствительные элементы могут рассматриваться как безынерционные звенья. При анализе системы связь между расходом и перепадом давления может быть линеаризована. Если Q_0 — заданный расход и $P_{10} = P_{20} = P_0$ — соответствующий заданному расходу перепад давления, то, учитывая формулу (II. 39), получим

$$Q_0 + \Delta Q = \alpha\varepsilon F_0 \sqrt{\frac{2g}{\gamma}(P_0 + \Delta P)}, \qquad \text{(II. 41)}$$

где ΔQ и ΔP — соответственно приращения расхода и перепада давления.

После преобразований получим

$$\Delta Q = \alpha\varepsilon F_0 \left(\sqrt{\frac{2g}{\gamma} P_0 \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0}\right)} - \sqrt{\frac{2g}{\gamma} P_0} \right).$$

При малых изменениях расхода $\frac{\Delta P}{P_0} \ll 1$. Тогда

$$\Delta Q = \alpha\varepsilon F_0 \sqrt{\frac{g}{2\gamma P_0}} \Delta P.$$

Передаточная функция имеет вид

$$KW(s) = \frac{\Delta P}{\Delta Q} = \frac{1}{\alpha\varepsilon F_0} \sqrt{\frac{2P_0\gamma}{g}}.$$

12. ГИДРОДИНАМИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ПОТОКА

Для измерения скорости потока жидкости или газа часто применяют так называемые трубки Прандтля и другие подобные им гидродинамические устройства. На фиг. II. 41 приведена схема такого чувствительного элемента.

При установке прибора против направления потока в его приемных отверстиях установится разность давлений

$$P_n - P_\infty \approx \frac{1}{2} \rho w_\infty^2,$$

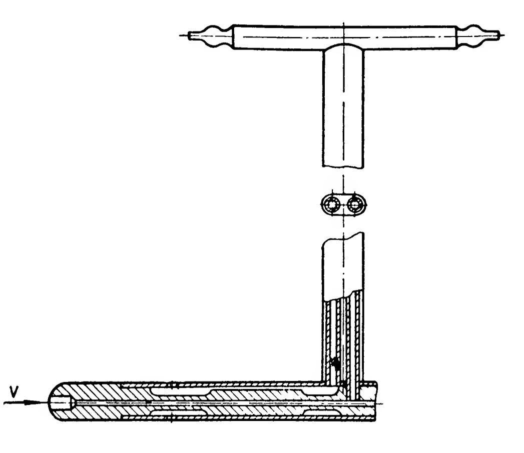
откуда можно определить скорость потока

$$w_\infty \approx \sqrt{\frac{2}{\rho}(P_n - P_\infty)}. \qquad \text{(II. 42)}$$

Под величинами P_∞ и w_∞ при этом понимаются давление и скорость вдали от прибора, где не сказывается влияние самого прибора.

Для измерения скорости потока газа, кроме перепада давлений, необходимо еще определять плотность газа, изменяющуюся с давлением и температурой его. В чувствительном элементе регулятора это должно производиться автоматически, для чего в схему прибора, служащего для измерения скорости газового потока, необходимо ввести дополнительные корректирующие элементы (например, барометрическую коробку для корректировки по давлению и термометр сопротивления для корректировки по температуре). В этом случае формула для определения скорости потока будет иметь вид

$$w_\infty \approx \sqrt{\frac{2g}{P_\infty} RT\,(P_n - P_\infty)}.$$



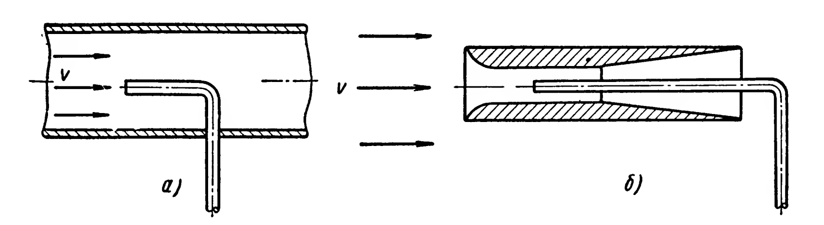
Фиг. II. 41. Трубка Прандтля с отбором статического и динамического давления (напора):

v — скорость потока.

Чувствительные элементы (фиг. II. 42, *а*), выполненные с одним приемным отверстием (трубки Пито), применяются для измерения полного давления в потоке, изменяющегося в зависимости от скорости по формуле

$$P_n = P + \frac{1}{2}\rho w^2.$$

Для измерения полного давления в потоке с изменяющимся направлением его в пределах до 45° в качестве чувствительных элементов могут быть использованы комбинированные приборы типа Вентури — Пито (фиг. II. 42, *б*).



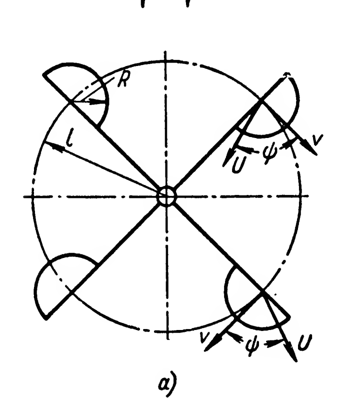
Фиг. II. 42. Схема гидродинамического чувствительного элемента, служащего для измерения полного давления:

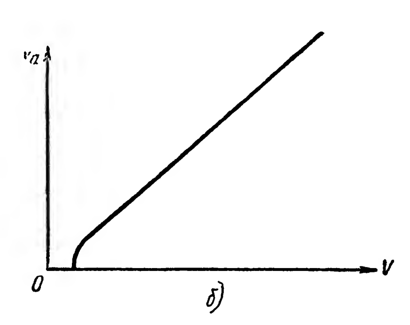
а — схема трубки Пито; *б* — схема прибора Вентури — Пито.

Основным недостатком трубок Прандтля или Пито является то, что они могут измерять скорость потока или давление в нем только в одной его точке. Поэтому для измерения, например, среднемассовой скорости такие приборы непригодны.

13. АНЕМОМЕТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Чашечные или крыльчатые анемометры (фиг. II. 43, *а*) применяются для измерения скорости потока. Ротор анемометра под действием энергии потока приводится во вращательное движение со скоростью, пропорциональной величине скорости потока. Диапазон измеряемых скоростей обычно зависит от конструкции прибора. Нижний предел применения анемометра определяется нелинейной частью его характеристики при малых скоростях потока. Типовая характеристика анемометра показана на фиг. II. 43, *б*.





Фиг. II. 43. Схема анемометра:

а — схема чашечного анемометра; *б* — типовая характеристика чашечного анемометра.

При установившемся вращении ротора анемометра гидродинамический момент $M_г$ и момент сил трения в механизме анемометра M_m будут равны: $M_г = M_m$.

Гидродинамический момент определяется по формуле:

$$M_г = C \frac{\rho U^2}{2} R^2 f(\alpha) l, \qquad (II.\ 43)$$

где ρ — плотность;
R — радиус чашки;
U — относительная скорость;
l — плечо;
α — угол между векторами скорости вращения и скорости чашки.

Момент трения M_m состоит из двух слагаемых: зависящего от масс вращающихся частей анемометра и зависящего от скорости вращения анемометра. Пренебрегая трением в частях механизма, при достаточно больших скоростях потока представим уравнение движения ротора анемометра следующим образом:

$$J \frac{d\omega}{dt} + r\omega = c_1 v^2, \qquad (II.\ 44)$$

где c_1 — постоянная, зависящая от параметров анемометра;

r — коэффициент сил вязкого трения;

J — момент инерции ротора анемометра.

Передаточная функция анемометра будет равна

$$KW(s) = \frac{k_a}{T_a s + 1}, \tag{II. 45}$$

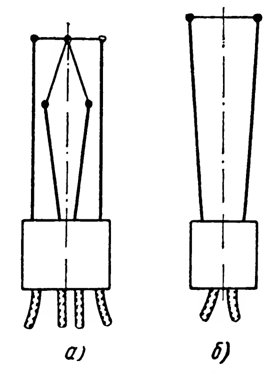
где k_a — коэффициент усиления анемометра по скорости, равный $\frac{cv_0^2}{r\omega_0}$;

T_a — постоянная времени, равная $\frac{J}{r}$.

Следовательно, при измерении потоков с переменной по величине скоростью отставание по фазе в показаниях анемометра от значения истинной скорости зависит от постоянной времени (массы ротора) и частоты колебаний скорости потока. Это отставание при неблагоприятных условиях может достигать $\frac{\pi}{2}$.

Наиболее удобными конструкциями анемометров из числа применяемых на практике, следует считать непосредственно соединенные с электрическими датчиками генераторы тока.

Близки по принципу действия к анемометрическим чувствительным элементам различные вертушки, применяемые обычно как объемные измерители расхода жидкости.



Фиг. II. 44. Схемы электрических анемометров:

а — схема термоэлектрического анемометра; *б* — схема термоанемометра.

Для измерения скорости, главным образом воздушных потоков, применяются также чувствительные элементы, известные под названием термоэлектрических анемометров и термоанемометров (фиг. II. 44, *а*, *б*). В первом случае насадок чувствительного элемента состоит из металлической нити с малым температурным коэффициентом сопротивления (нихром и т. п.) и термопары, горячий спай которой укреплен на нити. Нить накаляется электрическим током, и ее температуру принимает горячий спай, тогда как холодный спай будет иметь постоянную температуру воздушного потока.

Статическая характеристика термоанемометра может быть получена из уравнений теплообмена:

$$T_н = \frac{\frac{T_{н0}}{T_в} - 1}{1 + a\sqrt{v}} \tag{II. 46}$$

при постоянстве силы тока и атмосферных условий

$$a = \sqrt{\frac{2\pi\rho c_v d}{\lambda}},$$

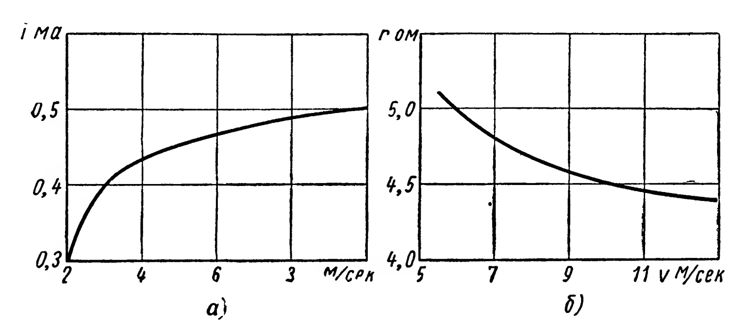
где ρ, c_v и λ — плотность, теплоемкость и теплопроводность среды;

d — диаметр нити;

$T_н$ — ее температура;

$T_в$ — температура воздуха.

В термоанемометре измеряется либо сила тока, проходящего по проволоке, устанавливаемой в измеряемой среде, либо ее сопротивление. Термоанемометры разделяются поэтому на приборы с постоянной силой тока и с постоянным сопротивлением. Для первого типа из условий равенства количества тепла, подводимого током,



Фиг. II. 45. Характеристики термоанемометров:
а — с постоянным сопротивлением; *б* — с постоянной силой тока.

отдаче тепла проволокой в потоке (при постоянстве температуры среды и проволоки) получим зависимость силы тока от скорости потока в виде

$$i = \sqrt{a_1 \sqrt{v} + i_0^2}. \qquad \text{(II. 47)}$$

Обычная форма кривой $i = i(v)$ показана на фиг. II. 45, *а*.

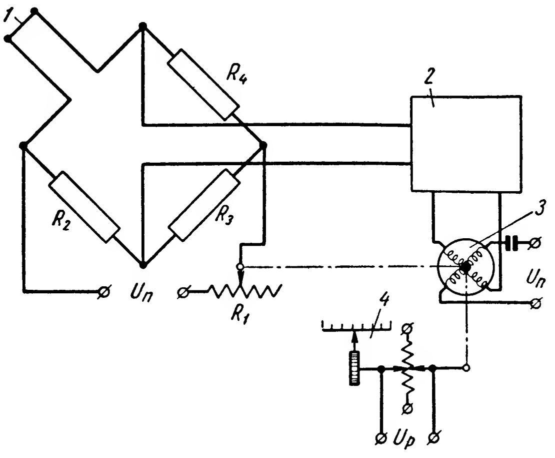
Если силу тока, протекающего по проволоке, поддерживать постоянной, то

$$r = r(v). \qquad \text{(II. 48)}$$

Типовая характеристика $r = r(v)$ приведена на фиг. II. 45, *б*.

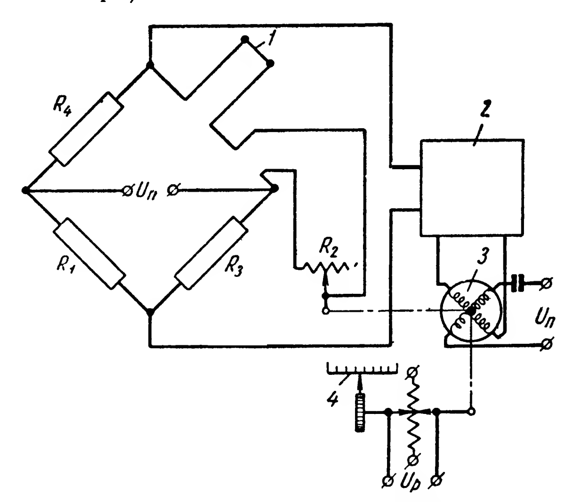
Измерительные схемы обоих типов термоанемометров для увеличения точности построены на нулевом принципе. Они различаются способом балансировки мостика Уитстона. В термоанемометре с постоянным сопротивлением сила тока накала автоматически регулируется посредством переменного сопротивления R_1 (фиг. II. 46). Поскольку при этом температура и сопротивление проволоки термоанемометра сохраняются постоянными, протекающий в ней ток будет зависеть от скорости $i = i(v)$. В термоанемометре с постоянством тока накала (фиг. II. 47) мостик автоматически балансируется посредством переменного сопротивления R_2, включенного последовательно с проволокой термоанемометра в одно плечо мостика. Изменением R_2 сопротивление плеча моста и ток накала поддерживаются

постоянными, в результате чего достигается $r = r(v)$. Для балансировки обеих схем используется напряжение, снимаемое с диагонали мостика.



Фиг. II. 46. Измерительная схема термоанемометра с постоянным сопротивлением:
1 — проволока термоанемометра; 2 — усилитель; 3 — балансный двигатель; 4 — задатчик; R_1, R_2, R_3, R_4 — сопротивления; U_n — напряжение питания; U_p — регулирующий сигнал.

Отставание выходного сигнала термоэлектрического анемометра (или термоанемометра) относительно изменения действительной ско-



Фиг. II. 47. Схема термоанемометра с постоянным током накала:
1 — проволока термоанемометра; 2 — усилитель; 3 — балансный двигатель; 4 — задатчик; R_1, R_2, R_3, R_4 — сопротивления; U_n — напряжение питания; U_p — регулирующий сигнал.

рости потока, определяющее динамическую ошибку, приближенно может быть получено из условий нестационарного теплообмена между нитью (проволокой) и потоком в виде

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg} T\omega, \tag{II. 49}$$

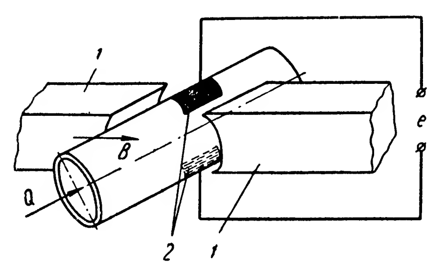
где φ, $T = \frac{c\gamma V}{\alpha_1 F}$ и ω — фазовый сдвиг, постоянная времени и частота;

c, γ, V и F — удельная теплоемкость, удельный вес, объем и поверхность нити (проволоки);

α_1 — коэффициент теплоотдачи от нити (проволоки) к среде.

14. ИНДУКЦИОННЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

За последние годы для измерения расхода начали применяться чувствительные элементы, у которых отсутствует гидравлическое сопротивление и нет контакта с регулируемой средой. К этой группе относятся, в частности, индукционные (электромагнитные) чувствительные элементы, используемые для измерения расхода проводящих жидкостей и жидких металлов (фиг. II. 48). Принцип их действия основан на законе электромагнитной индукции. Если поток проводящей жидкости проходит через поле постоянного магнита или электромагнита, то между контактами возникнет э. д. с., пропорциональная скорости движения жидкости



Фиг. II. 48. Принципиальная схема индукционного чувствительного элемента:

1 — электромагниты; *2* — контакты; *Q* — поток жидкости; *B* — магнитный поток; *e* — электродвижущая сила.

$$e = cdwB, \qquad \text{(II. 50)}$$

где c — постоянная;

d — диаметр трубопровода;

w — скорость движения жидкости;

B — индукция.

При измерении растворов электролитов следует использовать электромагнит переменного тока, так как при питании электромагнита постоянным током или при использовании постоянного магнита электроды поляризуются.

Если поле, в котором проходит поток жидкости, переменное, то в контуре, состоящем из жидкости и проводников, от электродов наводится трансформаторная э. д. с. и в результате этого смещается нулевая точка чувствительного элемента.

Для уменьшения трансформаторной э. д. с. следует располагать подводящие проводники таким образом, чтобы магнитный поток, охватываемый контуром, был по возможности минимальным. Кроме того, трансформаторная э. д. с. может компенсироваться электродвижущей силой, снимаемой с дополнительной обмотки.

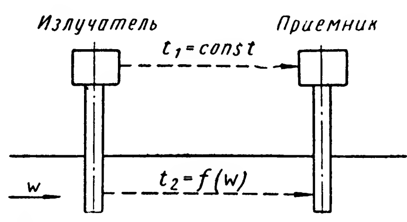
Индукционные чувствительные элементы практически безынерционны. Некоторая инерционность возникает лишь при выпрямлении и фильтрации сигналов переменного тока. Для уменьшения инерционности иногда практикуют питание электромагнита током повышенной частоты (до нескольких тысяч герц). Однако, как правило,

электромагниты питаются от сети. Для обеспечения однозначности зависимости между э. д. с. и расходом поток, создаваемый магнитом, должен быть стабилизирован. Индукционные чувствительные элементы устанавливаются на трубопроводах относительно малого диаметра.

15. УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Для измерения расхода с недавнего времени начали применять ультразвуковые чувствительные элементы (фиг. II. 49), основанные на измерении разности времени прохождения ультразвука.

В качестве источника ультразвука используются материалы, обладающие пьезоэлектрическими свойствами, — кварц или титанат бария. Те же материалы могут служить приемниками ультразвука. Пьезоэлектрический источник помещается на трубопроводе. Он питается от генератора высокой частоты (200—300 *кгц*), что обусловливает направленность пучка ультразвука. Ультразвук, проходя по разным средам, доходит до приемников с разными сдвигами по фазе.



Фиг. II. 49. Схема ультразвукового чувствительного элемента.

Разница в фазовых сдвигах зависит от времени прохождения ультразвука от источника к приемникам и от скорости прохождения жидкости. Таким образом, измерение скорости сводится к измерению разности фаз напряжений, снимаемых с приемников.

16. КАЛОРИМЕТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Для измерения расхода жидкостей, газов или паров могут применяться калориметрические чувствительные элементы. Эти элементы измеряют повышение температуры потока при его прохождении через нагреватель (фиг. II. 50).

Количество тепла, отбираемого потоком у нагревателя, зависит от расхода и перепада температур:

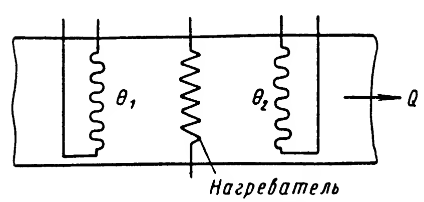
$$Q = cG(\theta_2 - \theta_1)\,, \tag{II. 51}$$

где G — расход жидкости или газа;
c — теплоемкость измеряемой среды;
θ_1 — температура до нагревателя;
θ_2 — температура после нагревателя;
Q — количество тепла, воспринимаемое потоком.

Из уравнения (II. 51) может быть определен расход:

$$G = \frac{Q}{c(\theta_2 - \theta_1)}\,. \tag{II. 52}$$

При постоянной мощности, рассеиваемой нагревателем, связь между расходом и перепадом температуры получается однозначной, и для измерения температур могут быть использованы термометр сопротивления или термопары.

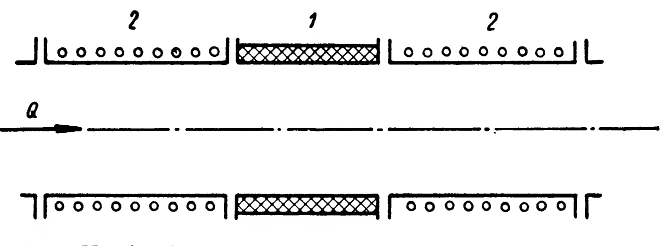


Фиг. II. 50. Схема калориметрического измерения расхода:

θ_1, θ_2 — термометры сопротивления.

Калориметрический метод измерения расхода дает возможность весьма точно определять расход при условии, если приняты меры для равномерного нагрева потока вещества по всему сечению трубы. Участок трубы от нагревателя до термометра должен быть достаточно длинным, чтобы нагретые и ненагретые части потока перемешивались. Чувствительные элементы этого типа характеризуются значительной инерцией.

Встречается модификация калориметрического чувствительного элемента, у которого нагреватель и термометры помещаются снаружи



Фиг. II. 51. Калориметрический чувствительный элемент:

1 — нагреватель; *2* — термометры сопротивления.

трубы (фиг. II. 51). Нагреватель *1* и термометры сопротивления *2*, таким образом, не соприкасаются с измеряемой средой. Это особенно важно при измерении расхода химически активных, легко воспламеняющихся и взрывоопасных веществ.

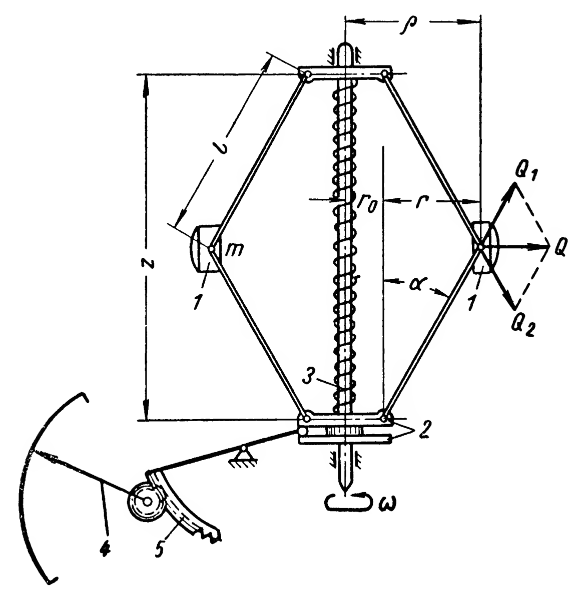
17. ЦЕНТРОБЕЖНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Механические скорости и ускорения в автоматических регуляторах и следящих системах наиболее часто измеряются центробежными маятниками, центробежными импеллерами, а также тахогенераторами и акселерометрами.

В отдельных случаях для измерения механических скоростей могут применяться пневматические, гидравлические или магнитные измерители скорости, известные под названием демпферов, а также дифференцирующие гироскопы. Демпферы неудобны тем, что они весьма чувствительны к изменению температуры. Практически без температурной коррекции или специальных стабилизаторов температуры при их использовании получается боль-

шая погрешность. Гораздо чаще эти элементы применяются в различных корректирующих устройствах, где они могут служить для введения сигналов по первой и второй производным в цепи регуляторов и следящих систем, в которых регулируемой величиной или погрешностью рассогласования является перемещение. Дифференцирующие гироскопы и тахогенераторы также чаще всего применяются в качестве корректирующих элементов (см. раздел IV).

Центробежный маятник. Центробежный маятник конического типа (фиг. II. 52) имеет вращающуюся ось, на которой при помощи



Фиг. II. 52. Схема конического центробежного тахометра:

1 — грузы; *2* — муфта; *3* — пружина; *4* — стрелка; *5* — передаточный механизм.

шарниров прикреплено два, три или четыре груза *1*. При возникновении угловой скорости грузы симметрично расходятся, перемещая муфту *2* и сжимая пружину *3* до тех пор, пока пружина не уравновесит приложенные к ней инерционные силы, появляющиеся при вращении грузов.

Статическая зависимость между перемещением x [*см*] муфты и угловой скоростью ω [1/сек] определяется по формуле

$$\omega^2 = \frac{4cx}{m(z_0 - x)\left[1 + \frac{2r_0}{\sqrt{4l^2 - (z_0 - x)^2}}\right]}, \qquad (II. 53)$$

где c — жесткость пружины в *г/см*;

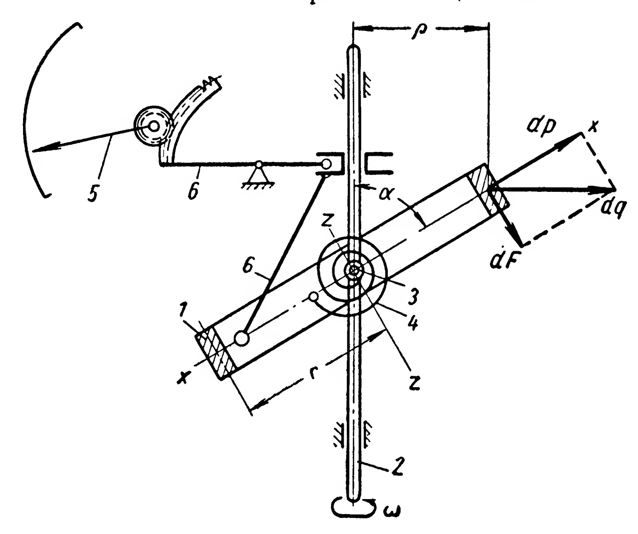
m — общая масса всех грузов в *г·сек²/см*;

z_0 — длина пружины в свободном состоянии в *см*;

r_0 и l — размеры, указанные на фиг. II. 52, в *см*.

У центробежного маятника или тахометра кольцевого типа (фиг. II. 53) кольцо *1* вращается совместно с осью *2*, не совпадающей с осью симметрии кольца *ZZ*. Кольцо *1* может также поворачиваться относительно нее вокруг другой оси *3*.

При вращении оси *2* кольцо *1* стремится повернуться таким образом, чтобы его ось симметрии *ZZ* совпала с осью *2*. При этом спиральная пружина *4* закручивается до тех пор, пока пружина не уравновесит приложенный к ней со стороны кольца момент сил.



Фиг. II. 53. Схема работы кольцевого центробежного тахометра:

1 — кольцо; *2* и *3* — оси; *4* — пружина; *5* — стрелка; *6* — передаточный механизм.

Поворот кольца передается через передаточный механизм *6* стрелке *5*.

Угол α поворота кольца определяется по формуле для установившегося движения

$$\omega^2 = \frac{2\alpha c_1}{(J_z - J_x)\sin(\alpha_0 + \alpha)}, \qquad \text{(II. 54)}$$

где J_z, J_x — моменты инерции кольца относительно осей Z и X в *гсм сек*^{2};

c_1 — жесткость пружины в *г/рад*;

α_0 — начальный угол, соответствующий свободному состоянию пружины.

В таких чувствительных элементах входным воздействием является угловая скорость ω, а выходной координатой — перемещение x или α.

Дифференциальное уравнение[1] для неустановившегося движения

[1] Уравнение приведено здесь в виде, получившем наибольшее распространение в литературе.

центробежного маятника в линейном приближении может быть записано следующим образом:

$$T_e^2 \frac{d^2\varphi}{dt^2} + T_\kappa \frac{d\varphi}{dt} + \varphi = \frac{1}{\delta}\Omega, \qquad (II. 55)$$

где

$$T_e = \sqrt{\frac{\overline{M}}{2E\delta}};$$

$$T_\kappa = \frac{r}{2E\delta}; \qquad \Omega = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

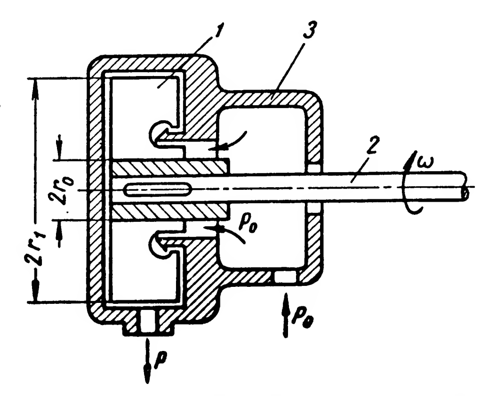
(E — энергия центробежного маятника; r — коэффициент, учитывающий сопротивления пропорциональные скорости; δ — коэффициент неравномерности; $\overline{M}$ — приведенная к кольцу масса подвижных частей маятника).

Применив к уравнению (II. 55) преобразование Лапласа, напишем передаточную функцию центробежного маятника:

$$KW(s) = \frac{k}{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}, \qquad (II. 56)$$

где

$$T = T_e; \ \zeta = \frac{r}{2\sqrt{2\overline{M}E\delta}}; \ k = \frac{1}{\delta}.$$



Фиг. II. 54. Центробежный импеллер: 1 — крыльчатка; 2 — вал; 3 — корпус.

Из уравнения (II. 55) следует, что требуемое затухание колебаний центробежного маятника может быть достигнуто в зависимости от правильного выбора коэффициента r. Для варьирования значениями этого коэффициента в достаточно широких пределах обычно применяют гидравлические, пневматические или электрические демпферы. Однако использование демпфирующих устройств связано с понижением рабочего диапазона частот центробежного маятника как чувствительного элемента. Поэтому если желательно сохранить быстродействие, для повышения устойчивости можно рекомендовать применение дополнительных корректирующих элементов (см. главу XVII).

Если пружину в этих датчиках заменить элементом, непосредственно измеряющим силу или момент сил и характеризующимся очень малой деформацией (например, угольным столбиком), то центробежный маятник можно рассматривать как преобразователь угловой скорости ω в силу P, которая в этом случае будет пропорциональна квадрату угловой скорости.

Центробежный импеллер. Гидравлические и пневматические центробежные импеллеры (фиг. II. 54) применяются в качестве чувст-

вительных элементов для измерения угловой скорости машин и различных механизмов.

В результате того, что рабочей среде, на которой работает импеллер, сообщается центробежная скорость, на его выходе при вращении создается давление, зависящее от плотности среды и угловой скорости:

$$p = p_0 + \frac{\gamma}{2g}\,\omega^2\left(r_1^2 - r_0^2\right), \qquad (II.\,57)$$

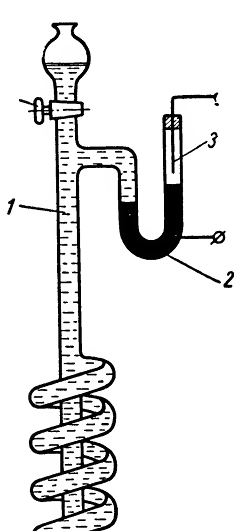
где p — давление на выходе импеллера;
p_0 — давление на входе импеллера;
γ — удельный вес рабочей среды;
ω — угловая скорость;
r_0 и r_1 — радиусы лопатки импеллера.

В качестве рабочей среды может использоваться как жидкость, так и газ (воздух).

Фиг. II. 55. Контактный термометр с одним контактом, который замыкается столбиком ртути: 1 — баллон с ртутью; 2 — контакты.

18. ТЕРМОМЕТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Для измерения и регулирования температур в пределах от 0 до 500° могут применяться жидкостные стеклянные термометры. Пределы измеряемых температур зависят от свойств рабочей жидкости и от сорта стекла. Недостаток таких термометров заключается в неудобстве преобразования перемещения столба жидкости в управляющий сигнал. Поэтому в автоматических регуляторах преимущественно применяются контактные термометры, у которых в качестве рабочей жидкости используется ртуть или другая жидкость в комбинации со ртутью.



Фиг. II. 56. Контактный термометр с задатчиком.

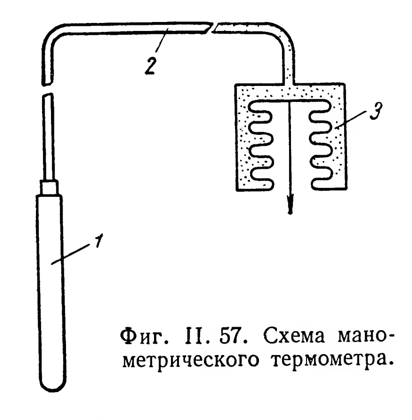
Контактные термометры (фиг. II. 55) служат для регулирования температур от —90 до 200°. Контакт выполняется из тонкой платиновой проволоки, причем мощность, разрываемая контактом, обычно не превышает 3—6 *ва*. Существуют также термометры с двумя и более контактами. На фиг. II. 56 показан термометр с двумя рабочими жидкостями — ртутью и толуолом. Толуол заполняет изогнутую по спирали трубку *1*. При изменении его объема ртуть перемещается в U-образном колене *2*, вызывая замыкание и размыкание контакта *3*. Для

изменения регулируемой температуры служит кран *4*, устанавливающий при заданной температуре нужный уровень ртути в U-образном колене.

Погрешность жидкостных стеклянных термометров обусловливается старением стекла и теплообменом с окружающей средой, причем погрешность, возникающая в результате старения, не превышает 1%.

19. ТЕРМОМАНОМЕТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Чувствительные элементы, в которых используется изменение давления рабочего вещества при изменении температуры, называются термоманометрическими. Такие термометры заполняются жидкостью, газом или насыщенным паром низкокипящей жидкости. Соответственно различают жидкостные, газовые и паровые термометры. Термобаллон *1* (фиг. II. 57), наполненный рабочим веществом, соединяется капилляром *2* с сильфоном *3*. Для измерения давления могут использоваться и другие пружинные элементы, например трубчатые пружины и мембраны.

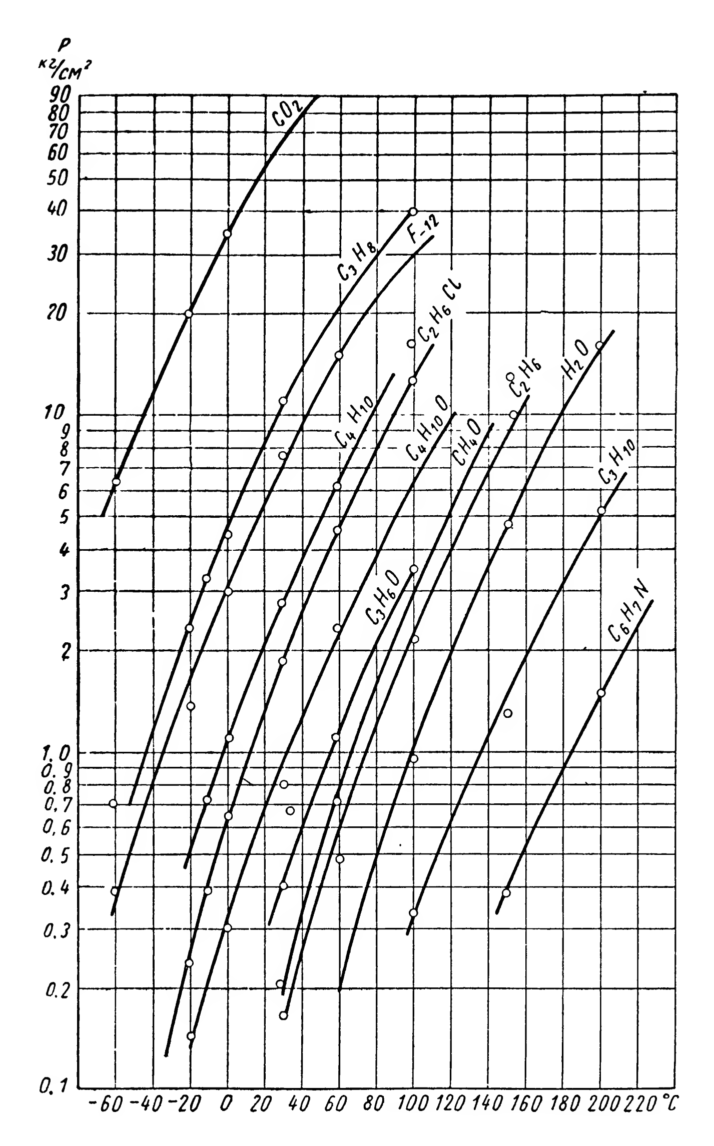


Фиг. II. 57. Схема манометрического термометра.

Жидкостные манометрические термометры могут заполняться ртутью, ксилолом, метиловым спиртом или глицерином. Наибольший диапазон измеряемой температуры (от —30 до 550°) характерен для ртутных термометров. Длина капилляра, соединяющего термобаллон с элементом, измеряющим давление, у жидкостных термометров может достигать 20 *м*. В случае применения более длинного капилляра возникает погрешность вследствие влияния окружающей температуры на объем заполняющей его жидкости.

Паровые манометрические термометры основаны на изменении давления насыщенных паров низкокипящих жидкостей под воздействием температуры. В качестве рабочих жидкостей используются метилхлорид, этилхлорид, ацетон и другие вещества, причем давление пара находится в нелинейной зависимости от температуры (фиг. II. 58). Термобаллон парового термометра заполняется жидкостью на $^2/_3$ объема. Благодаря тому что капилляр заполнен насыщенным паром, погрешность таких термометров меньше зависит от температуры капилляра. Поэтому термобаллон может быть размещен на расстоянии 40—60 *м* от датчика измерителя. Паровые термометры могут применяться для регулирования температур в пределах от 0 до 200°. Погрешность таких термометров составляет 1—2,5%.

Газовые манометрические термометры имеют термобаллон, заполняемый азотом под давлением 10—17 *ата*. Температура и давление в рабочих пределах температуры от —50 до 550° у газовых



Фиг. II. 58. Кривые изменения давления насыщенных паров различных заполнителей для манометрических термометров.

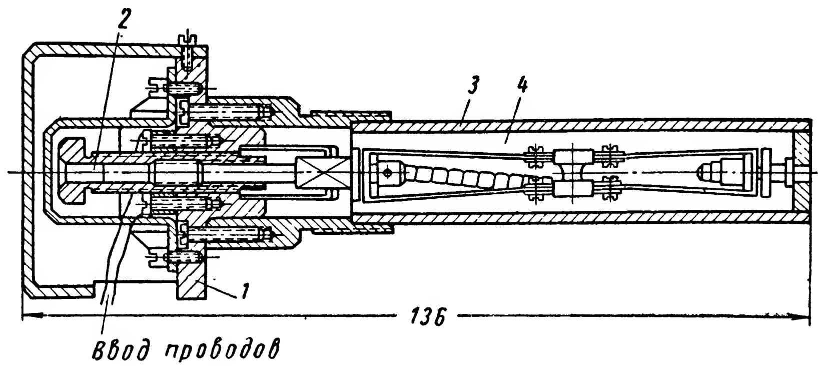
термометров находятся в линейной зависимости. Общая погрешность у газовых термометров, как и у паровых, зависит от длины капилляра.

По габариту газовые термометры обычно довольно велики. Длина термобаллона достигает 460 *мм* при диаметре 22 *мм*.

20. БИМЕТАЛЛИЧЕСКИЕ И ДИЛАТОМЕТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В этих чувствительных элементах используются металлы с различными коэффициентами линейного расширения.

На фиг. II. 59 приведена схема дилатометрического чувствительного элемента (температурного реле ТР-200). Он состоит из латун-

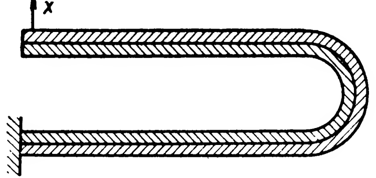


Фиг. II. 59. Дилатометрический чувствительный элемент ТР-200:

1—корпус; *2*—регулировочный винт; *3*—защитная трубка; *4*—контакты.

ной трубки со значительным температурным коэффициентом линейного расширения и пружины из сплава инвар с малым коэффициентом.

При повышении температуры наружная латунная трубка удлиняется, что вызывает размыкание контактов. Дилатометрические чувствительные элементы применяются для регулирования температур в пределах 0—500°. Их погрешность составляет около 2—3%.



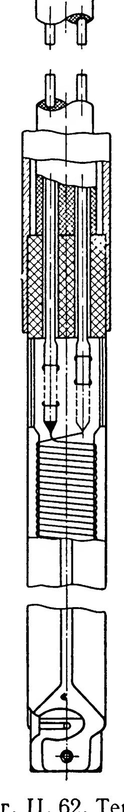
Фиг. II. 60. Биметаллический чувствительный элемент:

x – перемещение.

Биметаллический чувствительный элемент представляет собой пластинку, сваренную из двух металлов с разными температурными коэффициентами линейного расширения. Пластинка может быть либо плоской, либо изогнутой по дуге окружности или по спирали (фиг. II. 60) Биметаллические чувствительные элементы могут применяться для регулирования температур в пределах от 0 до 150° с погрешностью до 3—4%.

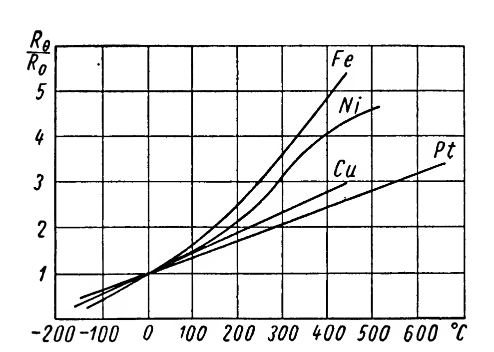
21. ТЕРМОМЕТРИЧЕСКИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Термометры сопротивления как чувствительные элементы регуляторов температуры могут применяться для измерения температур от —120 до +500°. Материалом для термометров сопротивления служат либо чистые металлы, либо полупроводники. Из металлов наиболее пригодны медь и платина, реже применяются никель и железо (фиг. II. 61). Платиновые термометры сопротивления изготовляются из платиновой проволоки диаметром 0,05—0,07 *мм*, которая бифилярно наматывается на слюдяную пластинку. Снаружи термометр прикрывается двумя более широкими слюдяными пластинками и закрепляется в гильзе (обычно алюминиевой) двумя металлическими лепестками (фиг. II. 62). Лепестки обеспечивают хороший тепловой контакт между поверхностью гильзы и термометром. Гильза обычно помещается в защитный стальной кожух. Проволока может наматываться на крестообразно соединенные слюдяные пластинки или на круглый стеклянный каркас.



Фиг. II. 62. Термометр сопротивления.

Платиновые термометры могут применяться для измерения температур от —120 до +500°. Если же наматывать термометры из более толстой проволоки и применять фарфоровые или кварцевые каркасы, то диапазон температур может быть расширен (от 200 до +700°). Зависимости между сопротивлением и температурой для стандартных платиновых термометров сопротивления обычно приводятся в градуировочных таблицах.



Фиг. II. 61. Зависимость относительного изменения сопротивления металлов от температуры.

Зависимость сопротивления от температуры для платиновых термометров может задаваться также аналитически.

В пределах температур от —190° до 0° эта зависимость имеет вид

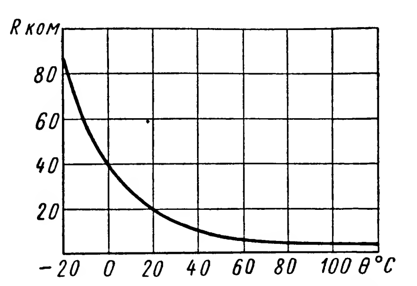
$$R_\theta = R_0 [1 + A\theta + B\theta^2 + C(\theta - 100)\theta^3], \qquad \text{(II. 58)}$$

где R_θ — сопротивление термометра при температуре $\theta°$;
R_0 — сопротивление термометра при 0°;
A, B, C — постоянные.

В интервале температур от 0 до 660° действует зависимость

$$R_\theta = R_0(1 + A\theta + B\theta^2). \tag{II. 59}$$

Медные термометры сопротивления изготовляются из изолированной проволоки диаметром 0,1 *мм*, которая наматывается на пластмассовый цилиндрический каркас в несколько слоев. Они могут измерять температуру в пределах от —50 до +150°. Зависимость между температурой и сопротивлением медного термометра близка к линейной и задается в виде градуировочной таблицы. Медные термометры, так же как и платиновые, помещаются в защитный кожух.



Фиг. II. 63. Зависимость сопротивления термистора ММТ-1 от температуры.

Длина погружаемой части термометров сопротивления может составлять от 150 до 1900 *мм*. Малоинерционные термометры часто размещаются в перфорированном тонкостенном кожухе.

Никелевые и железные термометры сопротивления не нормализованы. Они характеризуются бо́льшим удельным сопротивлением и бо́льшим температурным коэффициентом, чем медные и платиновые термометры. Никелевые термометры могут измерять температуры до 250°, а железные — до 150°.

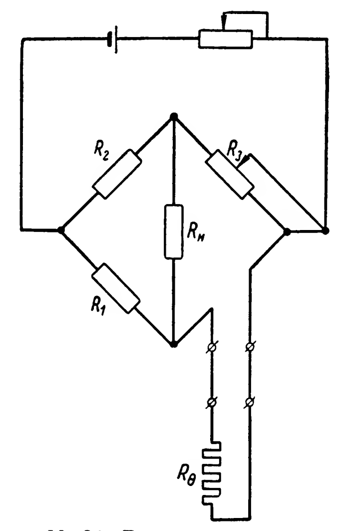
Полупроводниковые термометры сопротивления т е р м и с т о р ы отличаются значительно бо́льшим температурным коэффициентом сопротивления, чем металлические. Однако зависимость сопротивления термисторов от температуры нелинейна (фиг. II. 63). Характеристики во времени выпускаемых в настоящее время термисторов достаточно стабильны. Однако ввиду того что термисторы не взаимозаменяемы их применение весьма ограничено. Кроме того, термисторы могут применяться для относительно ограниченных значений температур.

Термометры сопротивления включаются в мостовые схемы (фиг. II. 64). Во избежание погрешности измерения температуры, вызываемой изменением сопротивления линии, которая связывает термометр с мостовой схемой, применяется трехпроводная схема включения термометра (фиг. II. 65).

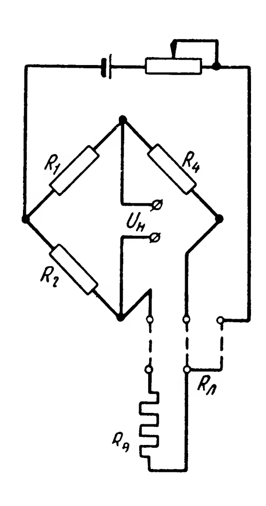
В этой схеме сопротивление линии связи $R_л$ входит в два смежных плеча моста. Если мост равноплечий, т. е. $R_1 = R_2$, то при изменении сопротивления линии погрешности в измерение температуры не вносится.

При расчете мостовой схемы с термометром сопротивления следует учитывать допустимую мощность, рассеиваемую термометром, и зависимость этой мощности от самоподогрева термометра. Допустимая

мощность в зависимости от допустимой погрешности и условий теплообмена термометра с измеряемой средой может колебаться в пределах от 0,05 до 0,5 *вт*.



Фиг. II. 64. Включение термометра сопротивления в мостиковую схему: R_θ—термометр сопротивления; $R_з$—задатчик.



Фиг. II. 65. Трехпроводная схема включения термометра сопротивления.

Сила тока на выходе схемы со включенным термометром сопротивления R_θ зависит от приращения сопротивления:

$$\frac{I_н}{\Delta R_\theta}=\frac{U}{R_\theta^2}\cdot\frac{1}{(1+m)\left(1+n+q\frac{m+1}{m}\right)}, \qquad (II.\ 60)$$

где R_θ, R_1, R_2, U указаны на фиг. II. 64;

$$m=\frac{R_1}{R_\theta}; \quad n=\frac{R_3}{R_\theta}; \quad q=\frac{R_н}{R_\theta};$$

ΔR_θ — приращение сопротивления термометра.

Это уравнение выведено при условии, что $I=0$, когда $\Delta R_\theta=0$ и $\Delta R_\theta \ll R_\theta$.

Если выходное сопротивление моста $R_н \to \infty$, то зависимость между выходным напряжением моста $U_н$ и приращением сопротивления ΔR_θ будет иметь вид

$$\frac{U_н}{\Delta R_\theta}=\frac{U}{R_\theta}\cdot\frac{m}{(1+m)^2}. \qquad (II.\ 61)$$

Анализ уравнения (II. 60) показывает, что коэффициент n при использовании трехпроводной схемы включения следует выбирать равным единице, с тем чтобы погрешность была сведена к минимуму.

Значение m должно быть возможно бо́льшим. При этом на сопротивлении $R_н$ выделяется максимальная мощность, если $q = 2$. Когда мощность источника питания должна быть наименьшей, значение m выбирается равным единице. Уравнение (II. 61) показывает, что при $m = 1$ получается максимальное приращение напряжения на выходе моста.

22. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Как известно, в цепи, состоящей из двух разнородных проводников, концы (спаи) которых имеют различные температуры, возникает электродвижущая сила. На этом явлении основаны термоэлектрические элементы (термопары). Проводники, из которых образуются термопары, называют термоэлектродами. Концы термопары, присоединяемые к прибору, называют холодным спаем, а спай, находящийся в объекте регулирования, — горячим спаем. Когда термопара присоединяется к регулятору, в цепь двух термоэлектродов вводится третий проводник. Если концы этого проводника имеют одинаковую температуру, то дополнительных э. д. с. в термоэлектронной цепи не возникает и э. д. с. по-прежнему определяется только разностью температур между холодным и горячим спаями.

Термопары применяются в весьма широких пределах измеряемых температур от 0 до 1300° и иногда даже до 2000°. Пределы температур, в которых может использоваться та или иная термопара, определяются материалами термоэлектродов.

В настоящее время нормалями предусмотрено использование термопар: платина — платинородий, хромель — алюмель, хромель-копель, железо — копель и медь — копель.

Термопара платина — платинородий имеет один электрод из чистой платины, а другой из сплава, содержащего 90% платины и 10% родия. Серийные термопары платина — платинородий могут применяться в диапазоне температур от 0 до 1300°, причем верхний предел на небольшой отрезок времени может быть повышен до 1600°. Для измерения температур ниже 900° следует применять другие термопары, развивающие бо́льшую э. д. с. на 1° изменения температуры.

Термопара хромель — алюмель может применяться для измерения температур до 1000° и кратковременно до 1250°. Это наиболее жаростойкая термопара из серийных термопар, производимых из неблагородных металлов. Термоэлектроды изготовляются из хромеля — сплава, содержащего 90% никеля и 10% хрома, и алюмеля — сцлава, содержащего 95% никеля и 5% алюминия, кремния и марганца.

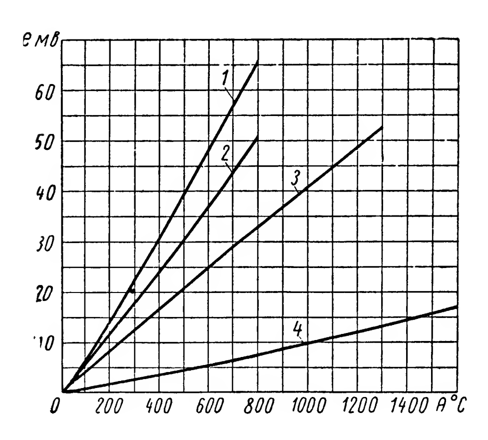
Наибольшую э. д. с. на 1° развивает термопара хромель — копель, которая может применяться в диапазоне температур от 0 до 600° и кратковременно до 800°. В таких же пределах изменения температуры может применяться термопара железо — копель, которая развивает несколько меньшую э. д. с. на 1° изменения температуры,

чем термопара хромель — копель. Сплав копель, применяемый в этих термопарах, содержит 56% меди и 44% никеля.

Термопара медь — копель применяется до температуры 350° и кратковременно до 500°. Градуировочные кривые термопар, при температуре холодного спая, равной нулю, приведены на фиг. II. 66.

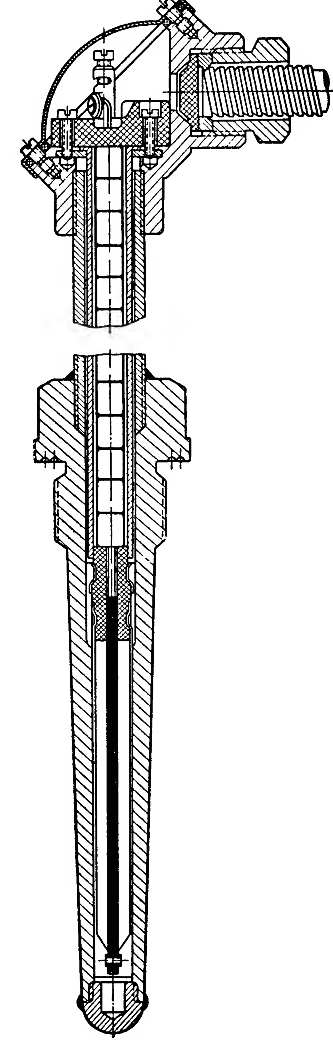
Термопары, так же как и термометры сопротивления, обычно помещаются в защитный стальной чехол (фиг. II.67). Иногда для уменьшения инерционности термопары диаметр одного конца чехла несколько уменьшается или термопара приваривается к защитному чехлу.

При пользовании термопарами следует иметь в виду, что э. д. с., развиваемая термопарой, зависит от температуры как горячего, так и холодного спая. Поэтому необходимо либо стабилизировать температуру холодного спая термопары, либо вводить автоматическую поправку на ее изменение. В обоих случаях приходится делать подводку от термопары к термостату или компенсирующему устройству. Для подводки должны быть использованы либо те же



Фиг. II. 66. Градуировочные кривые для термопар:

e — термоэлектродвижущая сила в *мв*; θ° С — температура в градусах Цельсия; *1* — хромель-копель; *2* — железо-копель; *3* — хромель-алюмель; *4* — платинородий — платина.

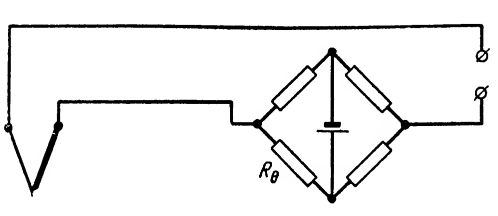


Фиг. II. 67. Термопара в защитной арматуре.

материалы, из которых составлена термопара, либо материалы, развивающие в паре ту же термоэлектродвижущую силу, что и данная термопара. Термопары из неблагородных металлов обычно соединяются с регулятором проводами из того же материала, что и термо-

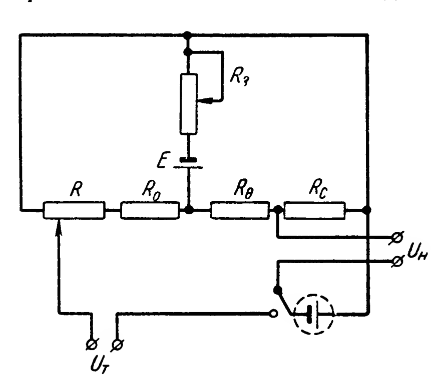
пара, а для термопары платинородий — платина в качестве соединительных проводов можно использовать медь в паре со сплавом, содержащим 99,4% меди и 0,6% никеля.

Изменения температуры холодного спая могут быть компенсированы при помощи схемы, приведенной на фиг. II. 68. Термопара последовательно соединяется с мостовой схемой, в одно плечо которой вводится термометр сопротивления R_θ, измеряющий температуру холодного спая. При изменении температуры холодного спая разбаланс моста и термоэлектродвижущая сила холодного спая изменяются в разных направлениях. Подбирая сопротивления плеч, можно достаточно точно компенсировать влияние изменений температуры холодного спая.



Фиг. II. 68. Схема компенсации изменения температуры холодного спая термопары.

Для установки заданной температуры при использовании термопар может использоваться схема сравнения напряжений, приведенная на фиг. II. 69. Электродвижущая сила, снимаемая с термопары, сравнивается с величиной падения напряжения на сопротивлениях R и R_θ. Сила тока на этих сопротивлениях должна поддерживаться постоянной. Для этой цели в цепь источника питания E вводится регулирующее сопротивление. Сила тока проверяется сравнением падения напряжения на сопротивлении R_c с э. д. с. нормального элемента. Сопротивление R_θ в данной схеме служит для компенсации изменений температуры холодного спая. Оно выполняется из меди или никеля и закрепляется у холодного спая термопары.



Фиг. II. 69. Схема задатчика, компенсирующего изменение температуры холодного спая термопары:

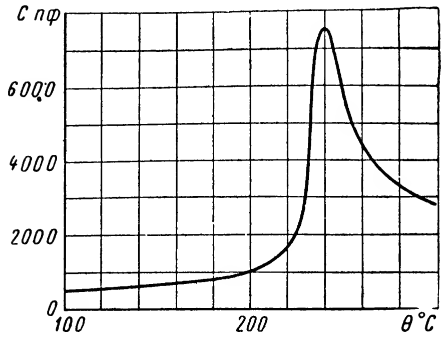
$R_з$ — задачик; U_T — термоэлектродвижущая сила.

Сравнение статических характеристик термопар и термометров сопротивления показывает, что с термометров сопротивления, включенных в мостовую схему, можно снять больший выходной сигнал на 1° изменения температуры.

Схемы усиления выходного сигнала ошибки и задающая схема при использовании термометров сопротивления могут быть весьма просты. Поэтому в диапазоне температур от 0 до 500° целесообразнее применять термометры сопротивления.

Кроме металлических, применяются полупроводниковые термопары и термопары из полупроводника в паре с металлом. Однако,

несмотря на то, что такие термопары могут развивать бо́льшую э. д. с. на 1°, они распространены незначительно вследствие нестабильности характеристик и трудности получения взаимозаменяемых образцов.



Фиг. II. 70. Зависимость емкости сегнетоэлектрического конденсатора от температуры:

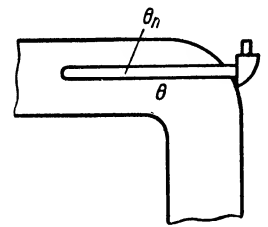
$C_{пф}$ — емкость в пикофарадах; θ° С — температура.

23. ТЕРМОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Такие элементы сравнительно редко используются для регулирования вследствие нестабильности их характеристик.

В пределах от 0 до 300° могут быть применены конденсаторы из титаната бария, а также из твердых растворов титанатов и цирконатов бария и свинца.

График, представленный на фиг. II. 70, показывает, что зависимость емкости такого конденсатора от температуры неоднозначна, причем максимальная емкость у диэлектриков различного химического состава достигается при разных температурах. К недостаткам емкостных элементов следует отнести неоднозначность и нестабильность их характеристик и трудность получения взаимозаменяемых образцов.



Фиг. II. 71. Установка чувствительного элемента температуры в объекте регулирования:

θ — измеряемая температура среды; $\theta_п$ — температура чувствительного элемента.

24. ТЕРМОРАДИАЦИОННЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Чувствительные элементы, основанные на измерении энергии, излучаемой нагретым телом, применяются для измерения высоких температур (более 1000°). По принципу действия различают радиационные, яркостные и цветовые чувствительные элементы. Радиационные чувствительные элементы измеряют полную энергию излучения нагретого тела, яркостные — энергию монохроматического излучения, а цветовые — отношение энергии в одной части спектра к энергии в другой части спектра. Наиболее целесообразно преобразовывать световую энергию в электрическую. Для этого могут быть использованы термометры сопротивления, термопары и фотоэлектрические датчики.

Погрешности термочувствительных элементов обусловливаются их старением и влиянием окружающей среды на электрическую или гидравлическую линию связи между чувствительным элементом и усилителем.

Кроме того, значительная погрешность может возникнуть в результате теплообмена чувствительного элемента с теми частями объекта, температура которых резко отличается от регулируемой. Чувствительный элемент, установленный в объекте регулирования (фиг. II. 71), отдает тепло, получаемое от среды с регулируемой температурой. Передача тепла происходит в результате лучистого теплообмена со стенками объекта и за счет передачи тепла через защитный чехол чувствительного элемента. Оценить погрешности, вызываемые лучистым теплообменом и теплопроводностью, удобнее раздельно.

Погрешность, возникающая при лучистом теплообмене, может быть определена на основании уравнений теплового баланса термометра:

$$Q = \alpha_1 F_1 (\theta - \theta_э) \tag{II. 62}$$

и

$$Q_л = \varepsilon c_0 F_1 \left[\left(\frac{T_э}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_c}{100}\right)^4\right], \tag{II. 63}$$

где Q — количество тепла, получаемое чувствительным элементом от среды в единицу времени;

$Q_л$ – количество тепла, отдаваемое чувствительным элементом в результате лучеиспускания;

α — удельный коэффициент теплопередачи;

F_1 — площадь поверхности чувствительного элемента;

θ — температура среды;

$\theta_э$ — температура чувствительного элемента;

ε — приведенный коэффициент лучеиспускания (степень черноты);

c_0 — относительный коэффициент лучеиспускания абсолютно черного тела, $c_0 = 4{,}9$ *ккал/м²час град⁴*;

$T_э$ — абсолютная температура чувствительного элемента;

T_c — абсолютная температура стенок, с которыми происходит лучистый теплообмен.

Приведенный коэффициент лучеиспускания определяется по формуле

$$\varepsilon = \frac{1}{\varepsilon_э - \frac{F_1}{F_2}\left(\frac{1}{\varepsilon_c} - 1\right)}, \tag{II. 64}$$

где ε_c — относительный коэффициент лучеиспускания стенок;

$\varepsilon_э$ — относительный коэффициент лучеиспускания чувствительного элемента;

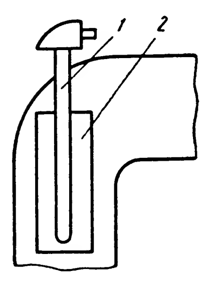
F_2 — поверхность стенок, участвующая в теплообмене; обычно $F_1 \ll F_2$, и поэтому $\varepsilon = \varepsilon_э$.

Если принять, что чувствительный элемент в результате лучеиспускания отдает все тепло, то $Q = Q_л$. Тогда из уравнений (II. 62) и (II. 63) получим

$$\Delta\theta_л = \theta - \theta_э \frac{\varepsilon c_0}{\alpha} \left[\left(\frac{T_э}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_c}{100}\right)^4\right], \tag{II. 65}$$

где $\Delta\theta_л$ — погрешность в измерении температуры, возникающая при лучистом теплообмене.

Уравнение (II. 65) показывает, что для уменьшения погрешности, обусловленной лучистым теплообменом, следует уменьшить коэффициент лучеиспускания чувствительного элемента и увеличивать его коэффициент теплопередачи. Необходимо также приближать по возможности температуру стенок объекта к температуре среды. Для этого вблизи места установки термометра на объекте следует делать хорошую теплоизоляцию. Иногда для уменьшения лучистого теплообмена со стенками чувствительный элемент помещают в экран (фиг. II. 72), температура которого ближе к температуре среды, чем температура стенок. В результате этого погрешность, возникающая при лучистом теплообмене, снижается.



Фиг. II. 72. Экранирование чувствительного элемента.

Погрешность, вызываемую лучистым теплообменом, обычно следует учитывать в тех случаях, когда измеряют высокие температуры (более 250°) газов и паров. При измерении же температур жидкостей эта погрешность получается незначительной, что объясняется большим коэффициентом теплопередачи от жидкости к чувствительному элементу.

Погрешность, возникающая вследствие теплопроводности (если рассматривать чувствительный элемент как трубку постоянного сечения или цилиндр длиной l и пренебречь торцовой поверхностью), может быть определена по формуле

$$\Delta\theta_m = \frac{\theta_0 - \theta_c}{\cos h\, l \sqrt{\frac{\alpha U}{\lambda F}}}, \qquad \text{(II. 66)}$$

где l — глубина погружения чувствительного элемента;
U — периметр трубки;
α — коэффициент теплопередачи от среды к трубке;
λ — коэффициент теплопроводности трубки;
θ_c — температура у места закрепления трубки;
F — площадь поперечного сечения трубки;
θ_0 — температура среды;
$\Delta\theta_m$ — погрешность чувствительного элемента.

В том случае, когда чувствительный элемент помещается в конце защитного чехла трубки, например в термопарах, термометрах сопротивления, жидкостных стеклянных термометрах, температуру конца трубки можно считать за температуру элемента. При использовании чувствительных элементов значительных размеров, например газовых манометрических термометров, необходимо вносить поправку на изменение температуры вдоль элемента.

При измерении температуры потоков газов, перемещающихся со скоростью более 50 *м/сек*, возникает дополнительная погрешность,

вызванная торможением газа в месте установки термометра и переходом его кинетической энергии в тепло. Для уменьшения этой погрешности термопары помещаются в чехлах обтекаемой формы.

Передаточная функция чувствительного элемента температуры определяется уравнением теплового равновесия чувствительного элемента. Если рассматривать этот элемент приближенно как сосредоточенную тепловую емкость, то получим

$$cGd\theta_э + \alpha F(\theta_э - \theta_c)\,dt = 0, \qquad \text{(II. 67)}$$

где c — удельный коэффициент теплоемкости;
α — коэффициент теплопередачи от среды к чувствительному элементу;
F — площадь поверхности чувствительного элемента;
G — вес материала чувствительного элемента;
$\theta_э$ — температура чувствительного элемента;
θ_c — температура среды.

По формуле (II. 67) находим

$$\frac{cG}{\alpha F}\cdot\frac{d\theta_э}{dt} + \theta_э = \theta_c,$$

отсюда передаточная функция будет равна

$$KW(s) = \frac{\theta_э(s)}{\theta_c(s)} = \frac{1}{T_1 s + 1}, \qquad \text{(II. 68)}$$

где

$$T_1 = \frac{cG}{\alpha F}.$$

Таким образом, постоянные времени T для одного и того же чувствительного элемента в разных средах будут различны. Постоянная времени термометра в газе больше, чем в жидкости, и в неподвижной среде больше, чем в потоке, перемещающемся с определенной скоростью.

Термопары, термометры сопротивления и другие термочувствительные элементы, помещенные в защитный чехол, целесообразно представлять в виде двух сосредоточенных тепловых емкостей с коэффициентом теплопередачи между ними α_2. Тогда уравнения теплового равновесия можно выразить следующим образом:

для защитного чехла

$$c_1G_1d\theta_ч + \alpha_1F_1(\theta_ч - \theta_c)\,dt + \alpha_2F_2(\theta_ч + \theta_э)\,dt = 0, \qquad \text{(II. 69)}$$

для чувствительного элемента

$$c_2G_2d\theta_э + \alpha_2F_2(\theta_э - \theta_ч)\,dt = 0. \qquad \text{(II. 70)}$$

После исключения из уравнений $\theta_ч$ получается передаточная функция:

$$KW(s) = \frac{\theta_э(s)}{\theta_c(s)} = \frac{1}{T_1T_2s^2 + (T_1 + BT_2)s + 1}. \qquad \text{(II. 71)}$$

В приведенных выше уравнениях принято:

c_1 — удельная теплоемкость материала чехла;
G_1 — масса чехла;
$\theta_ч$ — температура чехла;
α_1 — коэффициент теплоотдачи от среды к чехлу;
F_1 — площадь поверхности чехла;
α_2 — коэффициент теплопередачи от чехла к чувствительному элементу;
$\theta_э$ — температура чувствительного элемента;
c_2 — коэффициент теплоемкости чувствительного элемента;
G_2 — масса чувствительного элемента;

$$T_1 = \frac{c_1 G_1}{\alpha_1 F_1}; \quad T_2 = \frac{c_2 G_2}{\alpha_2 F_2}; \quad B = 1 + \frac{\lambda_2 F_2}{\lambda_1 F_1}.$$

Уравнение (II. 71) представляет собой передаточную функцию двух апериодических звеньев, так как $B > 1$ и $(T_1 + T_2 B)^2 - 4T_1 T_2 > 0$.

Погрешности чувствительных элементов, измеряющих энергию, излучения, зависят от непостоянства относительного коэффициента лучеиспускания (коэффициента черноты) и от поглощения, энергии на пути прохождения лучей. Эти погрешности могут быть весьма значительны. Наибольшие погрешности получаются при радиационном методе измерения, наименьшие — при цветовом.

Чувствительные элементы, на выходе которых образуются электрические величины, т. е. термопары и термометры сопротивления, имеют ряд преимуществ перед чувствительными элементами с механическими выходными величинами (жидкостными, манометрическими, биметаллическими и дилатометрическими элементами).

Элементы с электрическими выходными величинами могут измерять температуру в более широком интервале с меньшими погрешностями. Они дают возможность устанавливать регулятор на большом расстоянии от объекта регулирования и характеризуются меньшей инерционностью. Однако в гидравлических и пневматических регуляторах для упрощения схемы и конструкции целесообразно применять чувствительные элементы с механическими выходными величинами.

25. ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

У чувствительных элементов, применяемых для измерения концентрации электролитов, наиболее часто используется зависимость удельной проводимости электролита от его концентрации. Удельная электропроводность $\varkappa$ пропорциональна концентрации электролита c и степени диссоциации α:

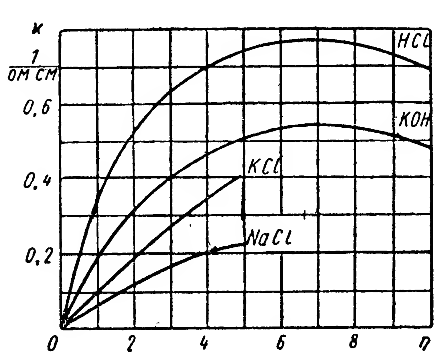
$$\varkappa = kc\alpha, \tag{II. 72}$$

где k — постоянная, зависящая от природы растворенного вещества и температуры.

В области малых концентраций зависимость (II. 72) линейна, при больших концентрациях постоянная k зависит от концентрации и зависимость становится нелинейной (фиг. II. 73).

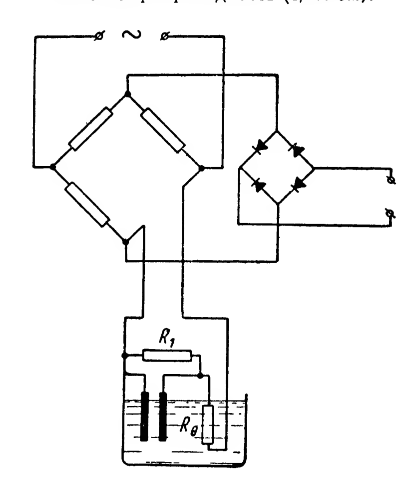
Электропроводность раствора в значительной степени зависит от температуры. Эта зависимость для растворов слабых концентраций достаточно точно может быть выражена уравнением

$$\varkappa_\theta \approx \varkappa_0 [1+\beta(\theta-\theta_0)], \quad (II.73)$$



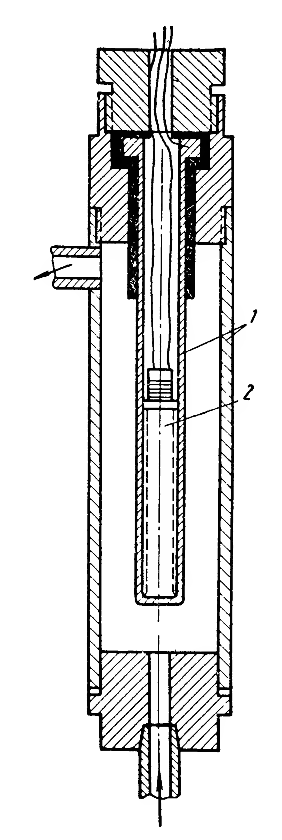
Фиг. II. 73. Графики зависимости изменения электропроводности от эквивалентной концентрации электролитов:

η — эквивалентная концентрация; $\varkappa$ — удельная электропроводность (1/*ом·см*).



Фиг. II. 74. Одна из возможных схем температурной компенсации:

R_1 — постоянное сопротивление; R_θ — термометр сопротивления.



Фиг. II.75. Электролитическая ячейка с термометром сопротивления:

1 — электроды; *2* — термометр сопротивления.

где температурный коэффициент β для разных электролитов колеблется от 0,016 до 0,024.

Чувствительный элемент, применяемый для измерения концентрации, состоит из двух электродов, которые погружаются в электролит. Электроды могут быть металлическими или неметаллическими

в зависимости от свойств электролита и его химической активности. Электролитическая ячейка, состоящая из двух электродов, включается в плечо мостовой схемы, питаемой переменным током.

Сопротивление ячейки во многом зависит от температуры и поэтому приходится компенсировать температурную погрешность (фиг. II. 74). Сопротивления R_1 и R_θ выбираются в зависимости от условий постоянства сопротивления ячейки с компенсирующим термометром сопротивления для двух значений температуры.

Полностью компенсировать влияние температуры можно лишь для двух ее значений. В интервале между этими значениями погрешность температуры сохраняется; однако, подбирая соответствующим образом параметры схемы, ее можно свести к заданным пределам.

Компенсировать погрешность можно также изменяя среднее расстояние между электродами. Электроды при таком методе компенсации изготовляются из биметаллической пластинки, изгибающейся при изменении температуры.

Если для компенсации температурной погрешности используется термометр сопротивления, то электролитическая ячейка и термометр конструктивно объединяются (фиг. II. 75). Одним из электродов в этом случае служит корпус чувствительного элемента, а другим — защитная трубка термометра сопротивления.

26. pH-МЕТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Чувствительные элементы, служащие для измерения кислотности и щелочности растворов, носят название pH-электродов. Они преобразуют водородный показатель в э. д. с. Водородный показатель зависит от концентрации ионов водорода в растворе:

$$pH = -\lg C_н. \qquad (II.\ 74)$$

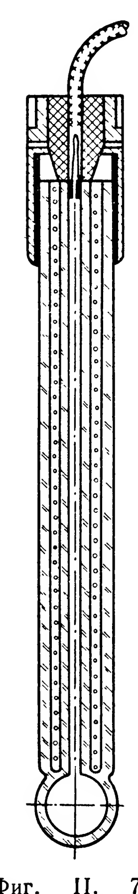
У нейтральных растворов $pH = 7$, у кислых $pH < 7$, а у щелочных $pH > 7$.

В качестве pH-электродов используются водородный, хингидронный, сурьмяный и стеклянный электроды. При погружении такого электрода в раствор между ним и раствором возникает разность потенциалов, пропорциональная водородному показателю.

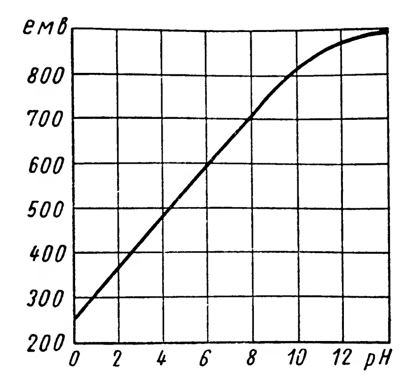
В промышленности в основном применяются сурьмяные и стеклянные электроды.

Стеклянный pH-электрод (фиг. II. 76) представляет собой стеклянную трубку с тонкостенным шариком на конце. Трубка и шарик заполняются раствором известной концентрации, от которого выводится электрод. В исследуемый раствор помещаются pH-электрод и сравнительный полуэлемент, заполненный раствором каломели и хлористого калия. Полуэлемент электрически соединяется с раствором через пористую керамическую перегородку. Зависимость э. д. с. стеклянного электрода от водородного показателя в пределах от $pH = 0$ до $pH = 12$ линейна (фиг. II. 77). Внутреннее сопротивление стеклянного pH-электрода очень велико и колеблется у разных электродов от 1 до 150 мегом. Температурная погрешность стеклянного pH-электрода составляет 0,013 pH на 1°

В качестве сурьмяных pH-электродов используются либо палочки сурьмы, либо платиновая проволока, покрытая электролитически сурьмой. Сурьмяный электрод применяется в диапазоне изменения

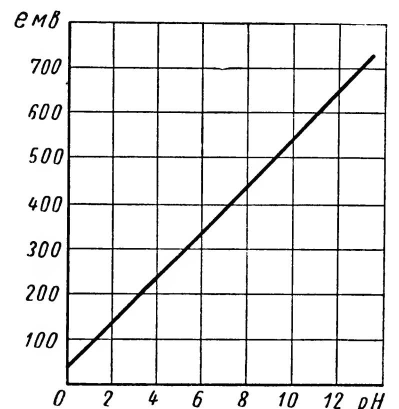


Фиг. II. 76. Стеклянный pH-электрод.



Фиг. II. 77. Зависимость электродвижущей силы стеклянного pH-электрода от водородного показателя:

e — электродвижущая сила в *мв*; pH — водородный показатель.



Фиг. II. 78. Зависимость электродвижущей силы сурьмяного pH-электрода от водородного показателя:

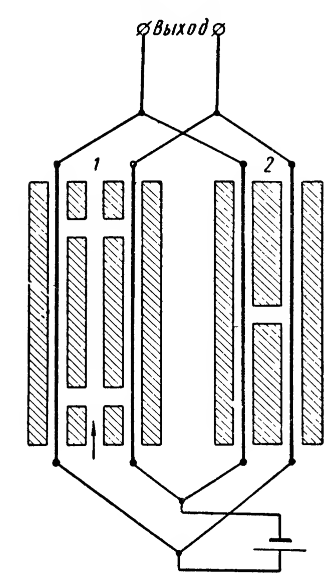
e — электродвижущая сила в *мв*; pH—водородный показатель.

pH от 2 до 12 (фиг. II. 78). При изменении температуры раствора возникает дополнительная э. д. с., которая вносит погрешность, составляющую 0,02—0,05 pH/° C.

27. ГАЗОАНАЛИТИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

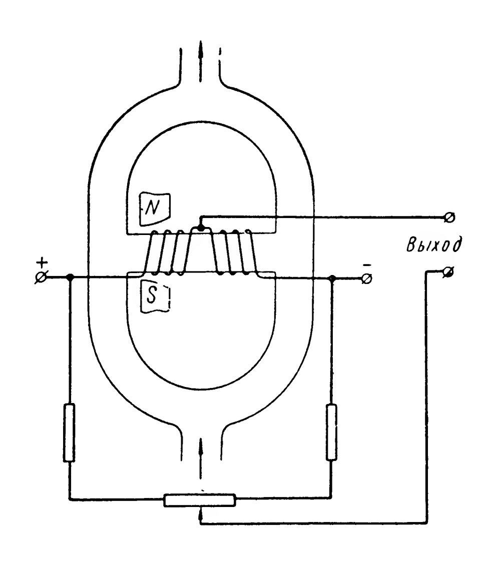
Для измерения концентрации газов в газовых смесях в основном применяются чувствительные элементы с термосопротивлениями, нагреваемыми током, основанные на зависимости температуры сопро-

тивления от состава газа, магнитные, основанные на изменении магнитной восприимчивости газов в зависимости от состава газа; оптико-акустические, основанные на избирательном поглощении некоторыми газами лучей инфракрасной части спектра, объемные, основанные на химическом поглощении соответствующего компонента из смеси газа с последующим измерением оставшегося объема.



Фиг. II. 79 Схема чувствительного элемента для анализа газов:

1 — измерительный элемент; *2* — компенсирующий элемент.



Фиг. II. 80. Схема магнитного газоанализатора.

Кроме того, существует большое количество химических, физических и физико-химических методов анализа газов, применяемых в лабораторных условиях.

Наиболее удобны для регулирования чувствительные элементы с термосопротивлениями и магнитные элементы.

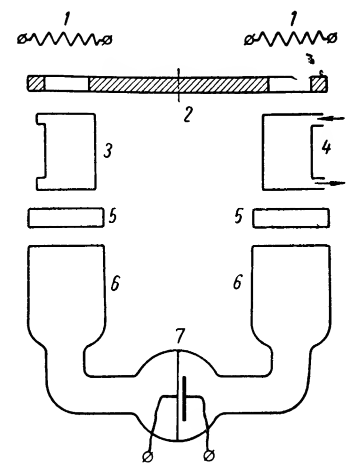
Чувствительные элементы с термосопротивлениями. В элементах с сопротивлениями используется изменение температуры термосопротивления, нагреваемого электрическим током. Температура может изменяться либо вследствие изменения теплопроводности смеси газов, либо в результате сжигания горючего газа на поверхности термосопротивления.

Чувствительные элементы, основанные на изменении теплопроводности, могут применяться для определения концентрации газов, теплопроводность которых отличается от теплопроводности воздуха, а элементы, основанные на сжигании газа — для определения концентраций горючих газов.

Наиболее значительно отличается от теплопроводности воздуха теплопроводность водорода и углекислого газа. Чувствительный

элемент, реагирующий на содержание этих газов, представляет собой платиновую проволочку, нагреваемую током до 120—150° (фиг. II. 79). Чувствительный элемент включается в мостовую схему, в которой предусматривается компенсация влияния изменений температуры окружающей среды. Аналогично устроен чувствительный элемент второго типа с той лишь разницей, что температура нити у него больше (400—500°) и нить покрывается катализатором.

Магнитные чувствительные элементы. Магнитные элементы применяются в основном для измерения содержания кислорода в смеси газов. Следует отметить, что кислород имеет значительно бо́льшую магнитную восприимчивость, чем другие газы, однако непосредственное измерение магнитной восприимчивости сопряжено с рядом трудностей. Поэтому в магнитных чувствительных элементах используются вторичные явления, в частности явление термомагнитной конвекции.



Фиг. II. 81. Принципиальная схема чувствительного элемента оптико-акустического газоанализатора:

1 — чувствительный элемент; *2* — экран.

На фиг. II. 80 приведена схема магнитного газоанализатора, служащего для измерения содержания кислорода. В горизонтальной трубке газ подогревается током, проходящим через термометры сопротивления, и его магнитная восприимчивость уменьшается. Постоянный магнит создает поле, в котором перемещается нагретый газ. Скорость движения газа в горизонтальной трубке зависит от магнитной восприимчивости смеси газов и, следовательно, от содержания кислорода в смеси. При изменении скорости газа изменяется теплообмен и величина сопротивления термометров, что приводит к разбалансу моста.

Оптико-акустические чувствительные элементы. Для определения процентного содержания в смеси CO, CO_2, CH_4 и некоторых других газов, характеризующихся наличием избирательных спектров поглощения в инфракрасной части спектра, могут применяться оптико-акустические чувствительные элементы.

Принцип действия таких элементов (фиг. II. 81) заключается в следующем.

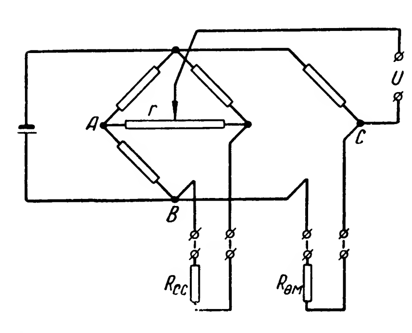
Два нихромовых нагревателя *1* создают потоки инфракрасного излучения, которые прерываются с частотой 6 *гц* обтюратором *2* и попадают в камеры *3* и *4*. Одна из камер наполнена чистым воздухом, а через другую пропускается исследуемая смесь газов.

Определяемый компонент смеси в камере *4* поглощает часть лучей, характеризующихся определенной длиной волны. Затем лучи проходят через фильтры *5*, поглощающие лучи, длина волны которых соответствует линиям поглощения неизмеряемых составных частей

смеси. Измерительная камера *6* разделена на две части мембраной конденсаторного микрофона *7*. Обе части камеры заполняются исследуемым газом, причем лучи, длина волны которых соответствует линиям поглощения исследуемого компонента, поглощаются полностью. Пульсирующие потоки света вызывают пульсацию давления в камере *6*. Если в обеих половинах камеры поглощается одинаковое количество световой энергии, то пульсации давления также будут одинаковы во времени с обеих сторон мембраны и сигнал на выходе микрофона не образуется. При изменении содержания исследуемого компонента такой сигнал появляется.

28. ПСИХРОМЕТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Эти элементы (фиг. II. 82) состоят из двух термометров: сухого и влажного, причем для регулирования наиболее целесообразно применять термометры сопротивления. Жидкость испаряется с поверхности влажного термометра и поэтому температура его понижается. Разность температур зависит от скорости прохождения потока газа, однако при скорости ниже 4 *м/сек* в показания термометров необходимо вносить поправки. Поэтому скорость потока газа или воздуха, проходящего через психрометрический чувствительный элемент, должна быть равна или больше 4 *м/сек*.



Фиг. II. 82. Психрометрическое измерение влажности:

r — балансирующее сопротивление; $R_{\theta c}$ — сухой термометр; $R_{\theta м}$ — мокрый термометр; U — управляющий сигнал.

Зависимость между относительной влажностью φ и температурой термометров выражается в виде функции

$$\varphi = f\left(\frac{\theta_м - a}{\theta_c - b}\right), \qquad (II. 75)$$

где $\theta_м$ — температура мокрого термометра;

θ_c — температура сухого термометра;

a и b — постоянные.

Если влажность изменяется в небольших пределах, то функция (II. 75) близка к линейной, и благодаря этому приведенная математическая операция может быть выполнена задатчиком влажности.

На фиг. II. 82 приведена схема включения сухого и мокрого термометров, дающая возможность задавать относительную влажность. При равновесии схемы сила тока в диагонали равна нулю и $U_{ABC} = Ir$. Отсюда с достаточной точностью можно записать:

$$\left.\begin{aligned} U_{ABC} &= c_1(a_1 - \theta_м) \\ I &= c_2(b_1 - \theta_c), \end{aligned}\right\} \qquad (II. 76)$$

и

где c_1, c_2, a_1, b_1 — постоянные, зависящие от параметров схемы,

На основании формул (II. 76) получим

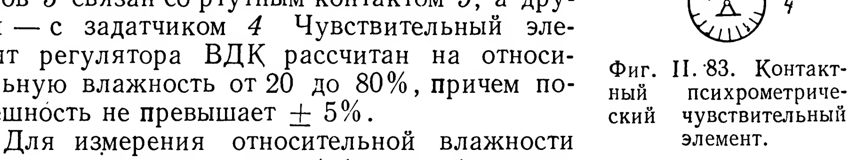
$$r = \frac{U_{ABC}}{I} = \frac{c_1}{c_2} \cdot \frac{a_1 - \theta_м}{b_1 - \theta_c}; \qquad (II. 77)$$

отсюда следует, что задавать влажность можно изменяя сопротивление r.

Погрешность психрометрических чувствительных элементов не превышает $\pm 3\%$. Пределы измерения влажности 0—100%.

29. ГИГРОСКОПИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Гигроскопические элементы основаны на изменении длины нити или человеческого волоса при изменении их влажности. На фиг. II. 83 изображена кинематическая схема контактного регулятора влажности ВДК. Прибор состоит из пучков волос *1*, которые крепятся к рычагу *2* и рычажной передаче *3*. Один из рычагов *3* связан со ртутным контактом *5*, а другой — с задатчиком *4* Чувствительный элемент регулятора ВДК рассчитан на относительную влажность от 20 до 80%, причем погрешность не превышает $\pm$ 5%.



Фиг. II. 83. Контактный психрометрический чувствительный элемент.

Для измерения относительной влажности могут также применяться (обычно с фотоэлектрическими датчиками) конденсационные чувствительные элементы, основанные на измерении точки росы, однако они сложны и менее удобны в обращении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бородачев Н. А., Анализ точности и качества производства, Машгиз, 1946.
2. Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С., Расчет и конструкция авиационных приборов, Оборонгиз, 1954.
3. Еремина Б. Г., Газовый анализ, Госхимиздат, 1955.
4. Ерофеев А. В., Электронные приборы теплового контроля и регулирования, Госэнергоиздат, 1955.
5. Жоховский М. К., Техника измерения давлений и разрежений, Машгиз, 1952.
6. Казарновский Д. М., Сегнетоэлектрические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1956.
7. Каталог треста «Энергочермет», Приборы теплотехнического контроля и автоматические регуляторы, Металлургиздат, 1953.
8. Кремлевский П. П., Расходомеры, Госэнергоиздат, 1955.
9. Макаров А. Н., Шерман М. Я., Расчет дроссельных устройств, Металлургиздат, 1953.
10. Миронов К. А., Шипетин Л. И., Теплотехнические измерительные приборы, Машгиз, 1954.
11. Миронов К. А., Шипетин Л. И., Теплотехнические измерительные приборы и автоматические регуляторы, Машгиз, 1956.

12. Попов С. Г., Измерение воздушных потоков, Огиз, Гостехиздат, 1947.
13. Преображенский В. П., Теплотехнические измерения и приборы, Госэнергоиздат, 1953.
14. Солодовников В. В. и др., Основы автоматического регулирования, Теория, Машгиз, 1954.
15. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.
16. Темников Ф. Е., Харченко Р. Р., Электрические измерения неэлектрических величин, Госэнергоиздат, 1948.
17. Туричин А. М., Электрические измерения неэлектрических величин, Госэнергоиздат, 1954.
18. Феодосьев В. И., Упругие элементы точного приборостроения, теория и расчет, Оборонгиз, 1949.
19. Шляндин В. М., Элементы автоматики и телемеханики, Оборонгиз, 1954.

ГЛАВА III

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И АКСЕЛЕРОМЕТРЫ

В настоящей главе рассматриваются механические чувствительные элементы: гироскопы, служащие для измерения механических перемещений, акселерометры, предназначенные для измерения линейных и угловых ускорений.

Эти чувствительные элементы выделены в особую группу, так как по принципу действия они отличаются от всех перечисленных ранее чувствительных элементов.

Гироскопические приборы широко применяются в авиации, морском и речном флоте, акселерометры же используются главным образом в авиации.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ГИРОСКОПИЧЕСКИХ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Как известно, гироскопы характеризуются повышенной сопротивляемостью к воздействию внешних моментов и в большей мере, чем обычные твердые тела, наделены способностью сохранять направление оси своего ротора неизменным в абсолютном пространстве. Этим объясняется широкое распространение гироскопических элементов и приборов в технике регулирования.

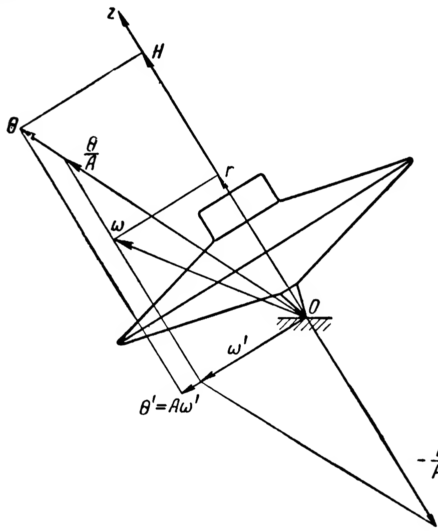
Гироскопические системы применяются в авиации и морском флоте для определения курса и автоматического вождения судов и самолетов, в артиллерии и в танковых войсках для сохранения заданного углового положения прицела, а также в горнорудной и нефтяной промышленности при прокладке шахт и тоннелей, при бурении нефтяных скважин и т. д.

С помощью гироскопических чувствительных элементов определяют, например, отклонение курса корабля или самолета от направления меридиана и вертикали, измеряют угловые скорости и ускорения движения самолетов, и, наконец, эти элементы используют в качестве интеграторов.

Ниже рассматриваются симметричные гироскопы, поскольку только такие гироскопы применяются в технике.

Симметричным гироскопом (фиг III. 1) *называют твердое тело, одна из точек которого O закреплена, а эллипсоид инерции относительно этой точки есть эллипсоид вращения.* Ось симметрии z эллипсоида инерции или ротора гироскопа называется *осью фигуры или осью ротора гироскопа.* Плоскость, проходящая через точку O и перпендикулярная к оси z, называется *экваториальной плоскостью гироскопа.*

Вследствие симметрии эллипсоида инерции всякая ось, проходящая через точку O и перпендикулярная к оси z, является главной осью инерции, и моменты инерции гироскопа относительно этих осей имеют одну и ту же величину A; момент инерции относительно оси z обозначим через C.



Фиг. III. 1. Симметричный гироскоп.

Движение гироскопа вокруг опоры O в каждый данный момент времени можно рассматривать как его вращение с некоторой мгновенной угловой скоростью ω. Разложим эту скорость на две составляющие r и ω', направленные соответственно по оси z фигуры и в экваториальной плоскости гироскопа. Кинетический момент (главный момент количества движения) гироскопа θ оказывается разложенным на экваториальную составляющую $\theta' = A\omega'$ и составляющую $H = Cr$, называемую собственным моментом гироскопа. Вектор θ обычно не совпадает с вектором ω, так как на практике обычно $C \neq A$. Если вектор ω мгновенной угловой скорости разложить по направлению кинетического момента θ и по оси z фигуры гироскопа, то получим наглядное представление о движении гироскопа.

Оставляя значение r неизменным, разложим по этим направлениям вектор ω', составляющие которого суть $\frac{\theta}{A}$ и $-\frac{H}{A} = -\frac{C}{A}\cdot r$, а полная угловая скорость ω оказывается разложенной на составляющие

$$\mu = \frac{\theta}{A} \text{ и } \nu = -\left(\frac{C}{A} - 1\right) r,$$

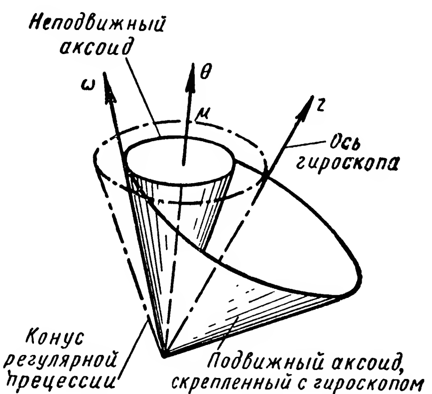
где ν — угловая скорость вращения гироскопа вокруг оси его фигуры, отсчитываемая относительно воображаемой подвижной системы координат, вращающейся вокруг вектора θ с угловой скоростью μ.

Если на гироскоп не действуют никакие внешние моменты, то вектор кинетического момента неподвижен в абсолютном пространстве и образует постоянные углы с вектором ω и осью z. Движение гироскопа в этом случае можно представить как равномерное качение без скольжения круглого конуса (фиг. III. 2), жестко скрепленного с гироскопом, по поверхности другого конуса, неподвижного в пространстве.

В теоретической механике такое движение гироскопа называется регулярной прецессией, а в прикладной теории гироскопов — нутацией.

Согласно теореме о моменте количеств движения в интерпретации Резаля, скорость перемещения вершины вектора кинетического момента гироскопа в каждый момент времени равна по величине и совпадает по направлению с равнодействующей момента внешних сил, действующих на гироскоп:

$$\frac{d\overline{\theta}}{dt} = \overline{M}. \qquad \text{(III. 1)}$$



Фиг. III. 2. Регулярная прецессия сплюснутого гироскопа ($C > A$).

Таким образом, гироскоп, нагруженный внешним моментом, вращается вокруг оси фигуры с угловой скоростью ν, а ось фигуры вращается со скоростью μ вокруг ускользающего от нее вектора кинетического момента гироскопа, движение которого определяется моментом внешних сил, приложенных к гироскопу.

Колебания оси фигуры гироскопа около вектора кинетического момента обычно представляют собой быстрое дрожание с малой амплитудой, которое возникает при изменении величины и направления момента внешних сил, действующих на гироскоп. Амплитуда этих колебаний, называемых нутационными, эффективно затухает под влиянием сил трения в опорах и сопротивления воздуха.

Движение кинетической оси часто на практике отождествляют с движением оси фигуры гироскопа, принимая, что вектор кинетического момента гироскопа направлен по оси фигуры и по величине совпадает с собственным моментом H гироскопа. Приближенно имеем

$$\frac{d\overline{H}}{dt} = \overline{M}. \qquad \text{(III. 2)}$$

В гироскопических приборах угловая скорость вращения ротора обычно поддерживается постоянной и модуль вектора собственного момента сохраняет неизменное значение. При этом получается, что реакция момента внешних сил, приводящих ротор во вращательное движение, уравновешивается моментом сопротивлений (трение о воздух, трение в подшипниках и т. д.). Тангенциальная ско-

рость перемещения вершины собственного момента гироскопа определяется векторным произведением мгновенной угловой скорости $\overline{\omega}$ и вектора H. Отсюда получим

$$\frac{d\overline{H}}{dt}=\left[\overline{\omega}\times\overline{H}\right]=\overline{M}. \qquad \text{(III. 3)}$$

Уравнение (III. 3), называемое уравнением прецессии гироскопа, является основным в прикладной теории гироскопов. Преобразуем его к форме Д'Аламбера:

$$\left[\overline{H}\times\overline{\omega}\right]+\overline{M}=0. \qquad \text{(III. 4)}$$

Векторное произведение $[\overline{H}\times\overline{\omega}]$ называется гироскопическим моментом, представляющим собой то специфическое инерционное сопротивление, которое гироскоп оказывает внешнему воздействию и которое возникает лишь при вращении гироскопа. В процессе движения оси ротора гироскопа в каждый момент времени момент внешних сил, сообщаемый гироскопу через соответствующие связи, уравновешивается гироскопическим моментом, также приложенным к связям.

Гироскопический момент, возникающий при вращении гироскопа с мгновенной угловой скоростью ω и определяемый векторным произведением $[\overline{H}\times\overline{\omega}]$, равен по величине $H\omega\sin(\overline{H}, \overline{\omega})$. Этот момент перпендикулярен плоскости, заключающей вектор кинетического момента H и вектор ω, и направлен таким образом, что он как бы стремится привести к совпадению первого вектора со вторым. Движение оси фигуры гироскопа часто приходится рассматривать в относительной системе координат, которая сама вращается относительно неподвижной точки O с угловой скоростью ω_e. В этом случае вектор абсолютной угловой скорости ω поворота вектора H определяется векторной суммой $\overline{\omega}=\overline{\omega}_e+\overline{\omega}_ч$, где $\omega_ч$ — мгновенная угловая скорость поворота вектора H относительно подвижной системы координат. Уравнение прецессии гироскопа приобретает вид

$$\left[\overline{\omega}_ч\times\overline{H}\right]=\overline{M}+\left[\overline{H}\times\overline{\omega}_e\right]. \qquad \text{(III. 5)}$$

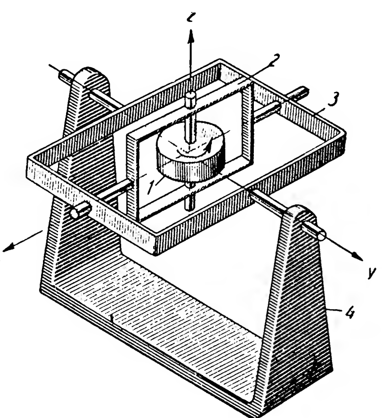
Если положение оси фигуры гироскопа определяется в относительной системе координат, то скорость движения вершины вектора кинетического момента относительно подвижной системы равна сумме вектора момента внешних сил и вектора гироскопического момента, возникающего при переносном движении системы координат.

Если центр тяжести гироскопа не совпадает с точкой O, движущейся с ускорением w, то следует учитывать также инерционный момент $m\,[\overline{r}_c\times\overline{w}]$, где r_c — радиус-вектор центра тяжести гироскопа относительно точки O, принимаемой за начало координат; m — масса гироскопа. Уравнение прецессии гироскопа при этом преобразуется следующим образом:

$$\left[\overline{\omega}_ч\times\overline{H}\right]=\overline{M}+\left[\overline{H}\times\overline{\omega}_e\right]-m\left[\overline{r}_c\times\overline{w}\right]. \qquad \text{(III. 6)}$$

Для обеспечения свободы движения ротора гироскопа вокруг неподвижной точки обычно применяют карданный подвес.

Ротор 1 гироскопа (фиг. III. 3) с большой угловой скоростью $\dot{\varphi}$ вращается вокруг собственной оси z относительно внутренней рамки 2. Внутренняя рамка, в свою очередь, поворачивается вокруг оси x относительно наружной рамки 3, а рамка 3 — вокруг оси y относительно основания 4. Все три оси x, y и z обычно пересекаются в неподвижной точке O.



Фиг. III. 3. Гироскоп в карданном подвесе.

При составлении уравнений движения гироскопа следует принять, что момент M внешних сил, в том числе и момент, возникающий под воздействием реакций опор, приложен к внутренней рамке карданного подвеса.

Из уравнения (III. 4) для частного случая, когда $\sin(H, \omega) = 1$, получим

$$\omega = \frac{M}{H}, \qquad \text{(III. 7)}$$

откуда следует, что под действием постоянного момента внешних сил гироскоп прецессирует с неизменной скоростью ω, которая будет тем меньше, чем больше $H = C\dot{\varphi}$, т. е. чем больше собственная угловая скорость $\dot{\varphi}$ вращения ротора.

По окончании действия момента M внешних сил прецессионное движение оси ротора гироскопа мгновенно прекращается. Следовательно, п р е ц е с с и я г и р о с к о п а е с т ь д в и ж е н и е б е з и н е р ц и и. Тем самым объясняется устойчивость быстро вращающегося симметричного гироскопа к действию внешних моментов.

Определим величину гироскопического момента, обращаясь к фиг. III. 4, где материальная точка m, вращаясь вокруг оси z, обладает относительной тангенциальной скоростью $v_r = r\Omega$; r — расстояние от точки m до оси z. Проекция скорости v_r на плоскость $y'z$, перпендикулярную к вектору ω_e, равна

$$v_{y'z} = v_{y'} = r\Omega \sin\gamma,$$

где $r \cdot \sin\gamma = x'$.

Для точек m величина поворотного ускорения

$$w_{пов} = 2v_{y'z}\,\omega_e = 2\Omega\omega_e x',$$

а реактивная сила, создаваемая материальной точкой m, равна

$$R = 2m\Omega\omega_e x'.$$

Все материальные точки тела создают момент

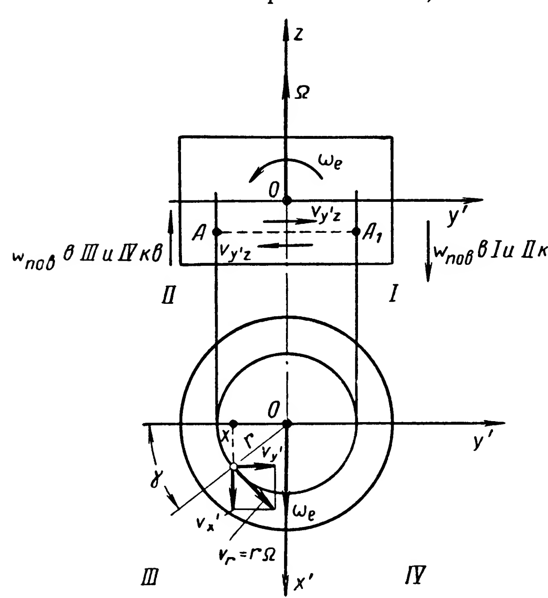
$$M_{y'} = 2\Omega\omega_e \sum m x'^2 = 2J_{y'z}\Omega\omega_e.$$

Замечая, что $J_{y'z} = \frac{J_z}{2}$, имеем

$$M_{y'} = J_z \omega_e,$$

где J_z — полярный момент инерции ротора гироскопа.

Величину $J_z \Omega = H$ в технике называют кинетическим моментом гироскопа, а в теоретической механике — собственным моментом гироскопа. Пользуясь понятием гироскопического момента, можно наглядно представить себе динамическое равновесие при регулярной прецессии.



Фиг. III. 4. Сложное движение материальной точки, принадлежащей телу гироскопа.

Если, например, внешней рамке карданного подвеса принудительно сообщить постоянную угловую скорость $\dot{\mu}$ вращения вокруг ее оси, а внутреннюю рамку скрепить с внешней таким образом, чтобы ось ротора гироскопа сохраняла постоянный угол с осью наружной рамки кардана, то движение гироскопа будет вынужденной регулярной прецессией. При этом инерционные моменты проявляются в виде давлений на связи, предотвращающие перемещение внутренней рамки относительно наружной. Однако при заданном угле между осью ротора гироскопа и осью наружной рамки кардана и при определенной угловой скорости $\dot{\varphi}$ ротора гироскопа всегда можно так подобрать величину и направление угловой скорости $\dot{\mu}$, что давления в связях не возникнет. Гироскопический момент $C\dot{\varphi}\dot{\mu}\sin(\mu, \varphi)$, вектор которого направлен по оси внутренней рамки кардана, уравновешивается моментом центробежных сил, равным $(C - A)\,\dot{\mu}^2 \sin(\mu, \varphi)\cos(\mu, \varphi)$ и направленным по оси внутренней рамки кардана, но в сторону, противоположную первому вектору. Следовательно, необходимость в наложении на гироскоп связей, не допускающих поворота внутренней рамки кардана относительно наружной, отпадает и движение гироскопа становится свободным, т. е. совершается по инерции. Иначе говоря, движение гироскопа становится регулярной прецессией.

2. ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ ВЕРТИКАЛИ

Гироскопические вертикали предназначены для определения направления истинной вертикали на движущихся объектах, т. е. для измерения и задания углов крена и тангажа самолета, крена и диферента корабля и других объектов, а также для сохранения заданного углового положения прицела относительно плоскости горизонта и т. д.

На неподвижном основании направление истинной вертикали определяют жидкостным уровнем с воздушным пузырьком или любым короткопериодическим физическим маятником.

Короткопериодический маятник, установленный на корабле или самолете, при изменении скорости или направления движения объекта отклоняется к направлению кажущейся вертикали [1]. Следовательно, он непригоден для непосредственного определения и задания направления истинной вертикали. В отличие от маятника свободный гироскоп не подвержен действию ускорений и сохраняет положение оси фигуры в абсолютном пространстве неизменным.

Если ось ротора свободного гироскопа установить по истинной вертикали, то с течением времени она отклоняется от вертикали вследствие суточного вращения земли.

Для придания гироскопу избирательности к истинной вертикали он корректируется с помощью физического маятника. При этом одновременно используется способность физического маятника различать направления истинной вертикали при установившемся движении корабля или самолета и присущая свободному гироскопу способность сохранять положение оси фигуры неизменным в абсолютном пространстве.

Гироскопический маятник. Простейшей гировертикалью является гироскопический маятник, представляющий собой гироскоп, центр тяжести которого смещен вдоль оси его ротора и не совпадает с неподвижной точкой O (фиг. III. 5).

Движение оси ротора гироскопа будем определять в относительной системе координат $\xi\eta\zeta$. Эта система таким образом связана с траекторией движения объекта, что ось ζ совпадает с направлением истинной вертикали, ось ξ — со сферической нормалью [2] к траектории объекта, а ось η перпендикулярна первым двум и образует вместе с осями ξ и ζ правую систему координат.

Подвижная ось координат z направлена по оси ротора гироскопа, ось x — по оси внутренней рамки кардана, а ось y — перпендикулярно им, таким образом, чтобы система xyz также была правой.

Положение подвижной системы координат xyz по отношению к трехграннику $\xi\eta\zeta$ задается углами α и β, причем угловые скорости $\dot{\alpha}$ и $\dot{\beta}$ направлены по осям η и x. Согласно уравнению (III. 6) прецессии, полагая углы α и β малыми и пренебрегая угловой ско-

---

[1] Кажущаяся вертикаль совпадает с направлением равнодействующей всех ускорений, действующих в точке подвеса маятника, включая ускорение силы тяжести (считая его направленным вверх).

[2] Сферической нормалью к траектории корабля относительно Земли называют нормаль к траектории, лежащую в горизонтальной плоскости, касательной к поверхности Земли.

ростью суточного вращения Земли и моментами трения в осях карданного подвеса, получим приближенные уравнения прецессии гиромаятника, установленного, например, на корабле, движущемся с ускорением по направлению ортодромии [1], а именно:

$$\left.\begin{aligned} H\dot{\alpha} &= Pl\beta - ml\dot{v} \\ H\dot{\beta} &= -Pl\alpha - H\frac{v}{R}, \end{aligned}\right\} \quad \text{(III. 8)}$$

где H — собственный (или кинетический момент) гироскопа;

P — вес гироскопа (рамки кардана считаем невесомыми);

l — расстояние от центра тяжести гироскопа до точки пересечения осей карданного подвеса;

m — масса гироскопа;

v — скорость движения корабля относительно земли.

Фиг. III. 5. Гироскопический маятник: *1* — ротор; *2* — внутренняя рамка; *3* — наружная рамка; *4* — основание.

Обозначая частоту собственных колебаний гиромаятника через $k = \frac{Pl}{H}$, получим

$$\ddot{\alpha} + k^2\alpha = \frac{k}{g}\left(\ddot{v} + \frac{g}{R}v\right), \quad \text{(III. 9)}$$

$$\ddot{\beta} + k^2\beta = -\frac{1}{g}\left(\frac{g}{R} - k^2\right)\dot{v}.$$

Если принять, что в уравнениях (III. 9) частота собственных колебаний гиромаятника равна частоте собственных колебаний математического маятника, длина которого равна радиусу Земли, т. е.

$$k = \sqrt{\frac{g}{R}}, \quad \text{(III. 10)}$$

то получим

$$\ddot{\alpha} + \frac{g}{R}\alpha = \frac{1}{\sqrt{Rg}}\left(\ddot{v} + \frac{g}{R}v\right)$$

и

$$\ddot{\beta} + \frac{g}{R}\beta = 0. \quad \text{(III. 11)}$$

[1] Ортодромия — произвольно выбранная дуга большого круга Земли.

Частное решение уравнений (III. 11) при любой функции $v(t)$ имеет вид

$$\left.\begin{aligned} \alpha^* &= \frac{v}{\sqrt{Rg}} \\ \text{и} \qquad \beta^* &= 0, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(III. 12)}$$

а общее решение

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= \alpha^* + a \sin \frac{g}{R} t \\ \text{и} \qquad \beta &= a \cos \frac{g}{R} t, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(III. 13)}$$

где a — случайное начальное отклонение оси ротора гироскопа от истинной вертикали.

В выражении (III. 12) член $\sqrt{Rg}$ представляет собой предельную начальную скорость, при которой тело, брошенное в горизонтальном направлении в пустоте, не падает на Землю, а обращается в ее спутника.

Уравнения (III. 12) и (III. 13) показывают, что если в начале движения корабля ось ротора гиромаятника совпадала с направлением истинной вертикали, то в процессе движения она отклоняется от истинной вертикали лишь на величину скоростной девиации α^* в направлении к борту. Это отклонение совершается независимо от закона $v(t)$ изменения скорости корабля, т. е. гиромаятник не обладает баллистическими погрешностями. При отклонении гиромаятника от истинной вертикали на угол α^* на гироскоп действует момент $Pl\alpha^*$ от веса маятника, который вызывает прецессию оси ротора гироскопа с угловой скоростью, равной угловой скорости поворота истинной вертикали в абсолютном пространстве.

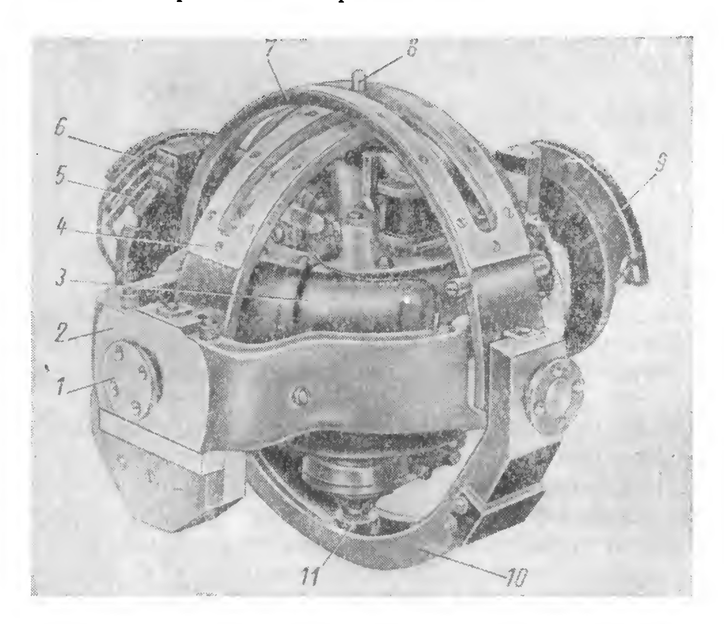
При изменении скорости движения корабля на гироскоп действует также инерционный момент, развиваемый маятником, и равный $ml\dot{v}$. Если условие (III. 10) выполняется, то гироскоп под влиянием этого момента прецессирует в направлении к борту с такой угловой скоростью, что он неизменно оказывается в положении, соответствующем частному решению (III. 12) уравнений (III. 11). При случайном отклонении оси ротора гироскопа от положения равновесия, определяемого уравнениями (III. 12) (например, вследствие трения в осях карданного подвеса) ось ротора гироскопа совершает незатухающие собственные колебания около положения равновесия. Период этих колебаний равен

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{R}{g}} = 84{,}4 \text{ мин.} \qquad \text{(III. 14)}$$

Для обеспечения затухания собственных колебаний гиромаятника применяют специальные устройства: сообщающиеся сосуды,

заполненные жидкостью, или дополнительные маятниковые устройства, которые управляют воздушной струей, выбрасываемой ротором гироскопа. Однако в этом случае в гироскопическом маятнике при ускорениях возникают возмущающие воздействия.

Если не выполняется условие (III. 10), то возникают также баллистические погрешности гиромаятника.



Фиг. III. 6. Гироскопический узел гировертикали с механической коррекцией:

1 — подшипники; *2* — рамка кардана; *3* — кожух двигателя; *4* — полукольцо продольной коррекции; *5* и *6* — потенциометры угла крена; *7* — полукольцо поперечной коррекции; *8* — верхний ролик кольца; *9* — потенциометр угла тангажа; *10* — поводковое полукольцо; *11* — ролик поводкового полукольца.

Практически изготовление гиромаятника с периодом, равным 84,4 мин., связано со значительными техническими трудностями.

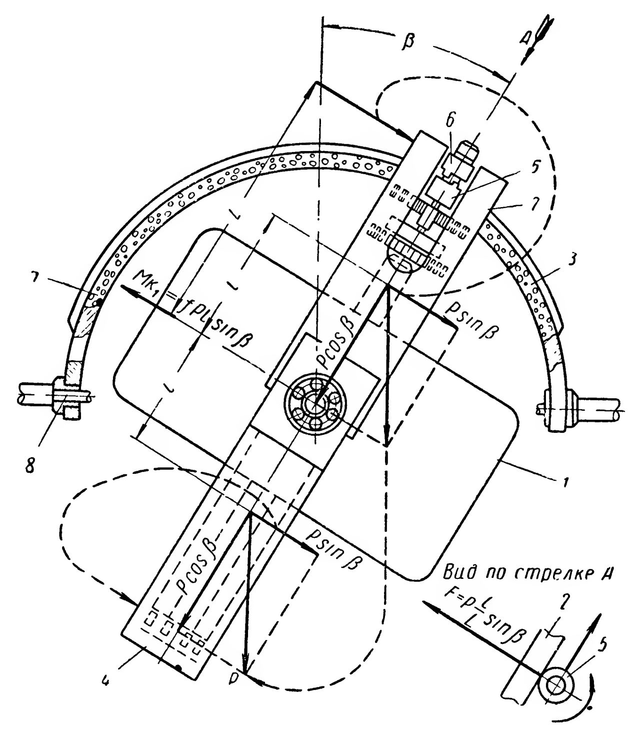
Гиромаятниковые вертикали в сочетании с разного рода демпфирующими устройствами не получили широкого распространения. На кораблях и самолетах применяются гировертикали, представляющие собой астатические гироскопы, движение которых корректируется специальными маятниковыми устройствами.

Астатические гироскопы с маятниковыми корректирующими устройствами. В качестве чувствительного элемента автопилота продольной и поперечной стабилизации применяется гировертикаль с механическим корректирующим устройством (фиг. III. 6).

Движение гироскопа корректируется маятниковыми полукольцами *4* и *7*, сигналы крена и тангажа снимаются с потенциометров *5*, *6* и 9. Действие механической коррекции можно уяснить из рассмотрения фиг. III. 7. Коррекционные полукольца *2* и *3*

свободно подвешены на осях 8 и обладают верхним маятниковым эффектом, т. е. центр тяжести полуколец расположен над осью их вращения.

При наклоне гироузла на угол β на полукольцо 2 действует опрокидывающий момент от силы собственного веса P, равный $Pl \sin \beta$. При этом полукольцо давит на ролик, а следовательно, и на кожух ротора гироскопа.



Фиг. III. 7. Устройство гировертикали, служащее для механической коррекции:

1 — гироскопический двигатель; 2 — полукольцо поперечной коррекции; 3 — полукольцо продольной коррекции; 4 — поводковое полукольцо; 5 и 6 — ролики поперечной и продольной коррекции; 7 — полосы шлифованной пробки; 8 — оси.

Направление вращения роликов должно совпадать с направлением вращения ротора. Если основание неподвижно, то корректирующий момент M_{κ_1} по кратчайшему пути возвращает ось ротора к истинной вертикали.

При малых значениях углов β принимают, что корректирующий момент пропорционален углу β, т. е. полагают

$$M_{\kappa_1} = fPl\beta, \qquad (III.\ 15)$$

где f — коэффициент трения скольжения, возникающего между роликом и полукольцом.

По аналогии для другого полукольца получаем

$$M_{\kappa_2} = fPl\alpha. \qquad \text{(III. 16)}$$

Следует отметить, что в результате суточного вращения Земли и движения самолета по отношению к Земле положение истинной вертикали в абсолютном пространстве непрерывно изменяется. Максимальная угловая скорость ω_{max} поворота истинной вертикали в абсолютном пространстве определяется по формуле

$$\omega_{max} = U + \frac{v}{R}, \qquad \text{(III. 17)}$$

где U — угловая скорость суточного вращения Земли.

Для того чтобы ось ротора не отклонялась от истинной вертикали, на гироскоп необходимо наложить момент $H\left(U + \frac{v}{R}\right)$, вызывающий его прецессию с угловой скоростью, равной угловой скорости поворота истинной вертикали в абсолютном пространстве. Такой момент развивает корректирующее устройство. В положении равновесия будет справедливо равенство

$$fPl\beta_{max} = H\left(U + \frac{v}{R}\right),$$

откуда

$$\beta_{max} = \frac{H}{fPl}\left(U + \frac{v}{R}\right). \qquad \text{(III. 18)}$$

Максимальная погрешность, определяемая по формуле (III. 17), называется *скоростной погрешностью гировертикали*.

Самолет, таким образом, участвует в сложном движении, перемещаясь относительно Земли, которая также вращается с угловой скоростью U. При этом, как известно, возникает поворотное ускорение, равное $2vU\sin\varphi$, и ось ротора дополнительно отклоняется к борту самолета на величину, примерно равную

$$\alpha \approx \frac{2vU\sin\varphi}{g}, \qquad \text{(III. 19)}$$

где φ — широта места.

При изменении скорости движения самолета корректирующее устройство, чувствительным элементом которого является физический маятник, отклоняет ось ротора гироскопа к направлению кажущейся вертикали с угловой скоростью, равной

$$\dot\beta \approx \frac{fPl}{H}\left(\frac{\dot v}{g} - \beta\right).$$

Отсюда

$$\dot\beta + \varepsilon\beta \approx \varepsilon\frac{\dot v}{g}, \qquad \text{(III. 20)}$$

где $\varepsilon = \frac{fPl}{H}$ — скорость прецесии оси ротора гироскопа, возникающая при ее отклонении от направления кажущейся вертикали на один радиан.

Интегрируя уравнение (III. 20) при условии, что $t=0$ и $\beta=0$, получим

$$\beta \approx \frac{\dot{v}}{g}(1-e^{-\varepsilon t}). \qquad (III. 21)$$

При вираже в горизонтальной плоскости, когда центр тяжести самолета движется по окружности, возникает центростремительное ускорение и кажущаяся вертикаль отклоняется от истинной к центру окружности на угол, тангенс которого равен $\frac{v\omega_в}{g}$, где $\omega_в$ — угловая скорость виража.

Под действием коррекционного момента ось ротора прецессирует к направлению кажущейся вертикали, которая, в свою очередь поворачивается вокруг истинной вертикали с угловой скоростью виража и как бы скользит по образующей круглого конуса, описанного около истинной вертикали. В результате этого вершина оси ротора гироскопа отклоняется в направлении полета и к центру кривизны траектории.

Угловая скорость виража $\omega_в$ обычно в несколько раз превышает скорость прецессии ε гироскопа, которая образуется под действием коррекции. Максимальные погрешности гировертикали на вираже определяются приближенными уравнениями

$$\left.\begin{aligned} |\alpha_{max}| &\approx 2\left(1-1{,}57\frac{\varepsilon}{\omega_в}\right)\frac{\varepsilon v}{g} \pm 2\frac{m_{\dot{\alpha}}+m_{\dot{\beta}}}{\omega_в} \\ &\text{и} \\ |\beta_{max}| &\approx \left(1-0{,}57\frac{\varepsilon}{\omega_в}\right)\frac{\varepsilon v}{g} \pm \frac{m_{\dot{\alpha}}+m_{\dot{\beta}}}{\omega_в}, \end{aligned}\right\} \qquad (III. 22)$$

где $m_{\dot{\alpha}}$ и $m_{\dot{\beta}}$ — скорости прецессии ротора гироскопа, возникающие под действием моментов трения в опорах осей кардана.

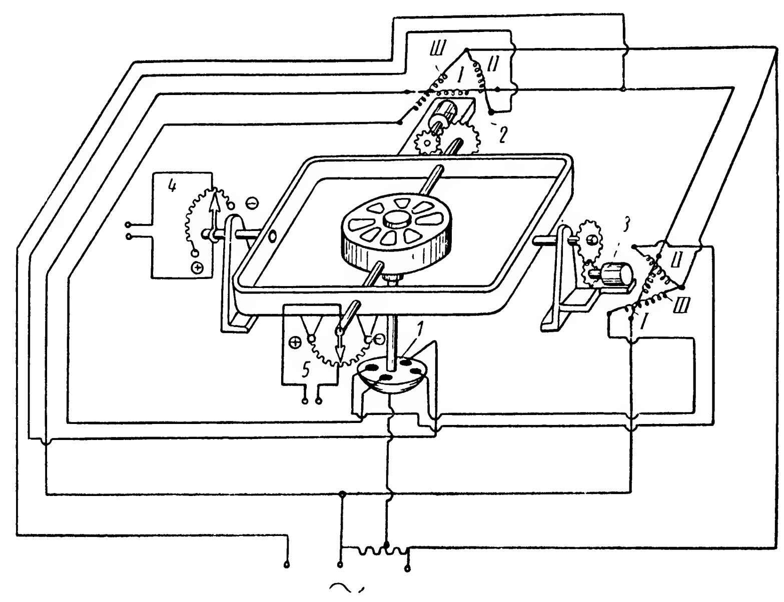
Знак минус во вторых членах уравнений (III. 22) соответствует случаю, когда направление вектора угловой скорости виража $\omega_в$ совпадает с направлением вектора кинетического момента гироскопа.

Если самолет продолжает полет по направлению ортодромии с постоянной скоростью, то ось ротора гироскопа возвращается к положению равновесия, которое определяется скоростными погрешностями гировертикали (III. 18 и III. 19).

Для уменьшения возникающих при полете с ускорением баллистических погрешностей гировертикалей, скорость прецессии ε, обусловленную действием корректирующих устройств, следует по возможности уменьшать. Однако при этом возрастают скоростные погрешности и угол застоя гироскопа, определяемый также моментами трения в опорах осей карданного подвеса.

Применяют также гироскопические вертикали (фиг. III. 8) с корректирующими устройствами, которые обладают характеристиками релейного типа, имеющими вид гистерезисной петли, смешанного типа и др. (фиг. III. 9).

В качестве маятникового чувствительного элемента гировертикали используется жидкостный переключатель *1*, а коррекционные моменты накладываются на гироскоп с помощью асинхронных



Фиг. III. 8. Гировертикаль с характеристикой корректирующего устройства типа гистерезисной петли:

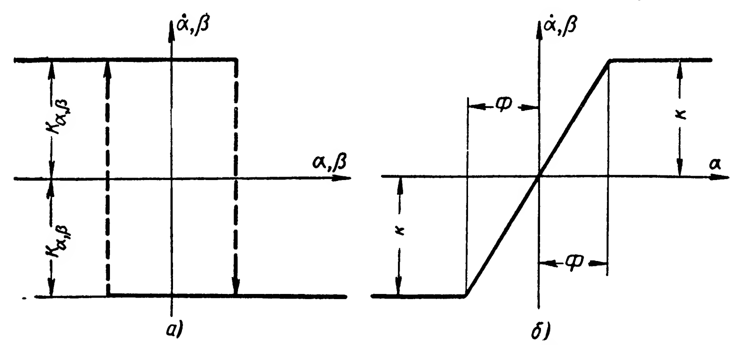
1 — жидкостный переключатель; *2* и *3* — асинхронные двигатели-корректоры; *4* и *5* — потенциометрические датчики углов крена и тангажа.

двигателей *2* и *3* с заторможенными роторами. Обмотки возбуждения *I* двигателей постоянно присоединены к двум фазам сети переменного трехфазного тока. Питание управляющих обмотки *II* и *III* осуществляется через маятниковый переключатель, представляющий собой жидкостный реостат.

В качестве жидкостного реостата используется герметичный сосуд, частично заполненный токопроводящей жидкостью с относительно высоким удельным сопротивлением. Оставленный в сосуде воздух образует пузырь, величина которого регулируется дозировкой заполняющей жидкости. Когда основание переключателя находится в горизонтальном положении, воздушный пузырь перекрывает все четыре контакта примерно наполовину и ток между контактами распределяется поровну. Моменты, развиваемые асинхронными двигателями-корректорами, при этом равны нулю. Если же ось ротора гироскопа отклоняется от истинной вертикали, то основание переключателя оказывается наклоненным и воздушный пузырь, стремясь

занять наивысшую часть объема, перекрывает один из контактов. Противоположный контакт в этом случае полностью покрывается жидкостью. Сопротивление прохождению тока через левый контакт возрастает, а через правый уменьшается. Сила тока в одной из обмоток *II* или *III* возрастает, а в другой уменьшается, и коррекционный двигатель развивает момент, возвращающий ось ротора гироскопа к истинной вертикали. Характеристика такого корректирующего устройства имеет вид гистерезисной петли (фиг. III. 9, *а*).

Для устранения незатухающих колебаний гировертикали вблизи положения равновесия применяют корректирующие устройства со



Фиг. III. 9. Характеристики корректирующих устройств:
а — типа гестерезисной петли; *б* — смешанного типа.

смешанной характеристикой (фиг. III, 9, *б*). В зоне *Ф* эта характеристика является пропорциональной, а за пределами этой зоны корректирующий момент сохраняет неизменное значение. Жидкостный переключатель такого устройства отличается сферической формой внутренней части основания и имеет характеристику смешанного типа.

Гироскопическим вертикалям с характеристиками смешанного типа также свойственны скоростные и баллистические погрешности, причины возникновения которых те же, что и у гировертикалей с пропорциональной коррекцией, однако у гировертикалей со смешанной коррекцией эти погрешности незначительны.

Сигналы, пропорциональные углам крена и тангажа самолета (крена и диферента корабля), снимаются с потенциометрических датчиков *4* и *5* (фиг. III. 8). Напряжения, снимаемые со щеток потенциометров *4* и *5*, в первом приближении определяются уравнениями

$$U_1 = k_1 (\vartheta + \beta)$$

и

$$U_2 = k_2 (\gamma - \alpha),$$

где ϑ и γ — углы тангажа и крена самолета;

α и β — углы отклонения оси ротора гировертикали от истинной вертикали;

k_1 и k_2 — коэффициенты, зависящие от характеристик потенциометров.

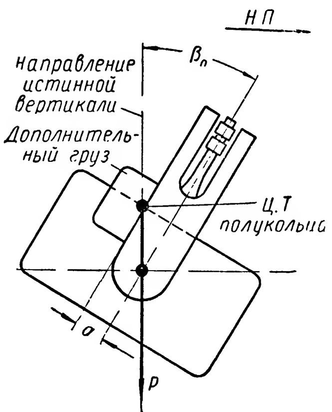
Для идеальной гировертикали $\alpha = \beta = 0$ и, следовательно,

$$U_1 = k_1\vartheta$$

и

$$U_2 = k_2\gamma.$$

Способы уменьшения баллистических погрешностей гировертикалей. В некоторых случаях, при движении самолета с ускорением, корректирующие устройства для уменьшения баллистических погрешностей выключают.



Фиг. III. 10. Наклон оси ротора гироскопа вперед по полету.

Однако при этом возникают погрешности, порождаемые влиянием моментов трения в опорах осей карданного подвеса гироскопа, маятниковыми моментами, вращением Земли и другими факторами.

Иногда ось ротора гироскопа наклоняют в направлении движения корабля или самолета на угол, пропорциональный скорости его движения. В рассматриваемой гировертикали для этого нужно сместить центр тяжести полукольца продольной коррекции в сторону, противоположную направлению полета (фиг. III. 10).

Если бы наклоненный гироскоп был свободным, то при вираже ось его ротора двигалась бы вокруг истинной вертикали по образующей круглого конуса. Мгновенная угловая скорость поворота оси при этом была бы равна $\omega_в \sin\beta_0$ или $\omega\beta_0$ для малых углов β_0. Однако центробежная сила, развиваемая поперечным полукольцом, действует на кожух ротора и вызывает прецессию гироскопа в поперечной плоскости самолета с угловой скоростью, равной $\varepsilon \frac{v\omega_в}{g}$, в направлении, противоположном составляющей $\omega_в\beta$.

Если скорости прецессии гироскопа $\varepsilon \frac{v\omega_в}{g}$ и $\omega_в\beta_0$ равны, то углы α и β, определяющие положение гировертикали, будут неизменны и погрешность гировертикали на протяжении всего виража остается равной нулю. При этом

$$\beta_0 = \frac{\varepsilon v}{g}. \qquad \text{(III. 23)}$$

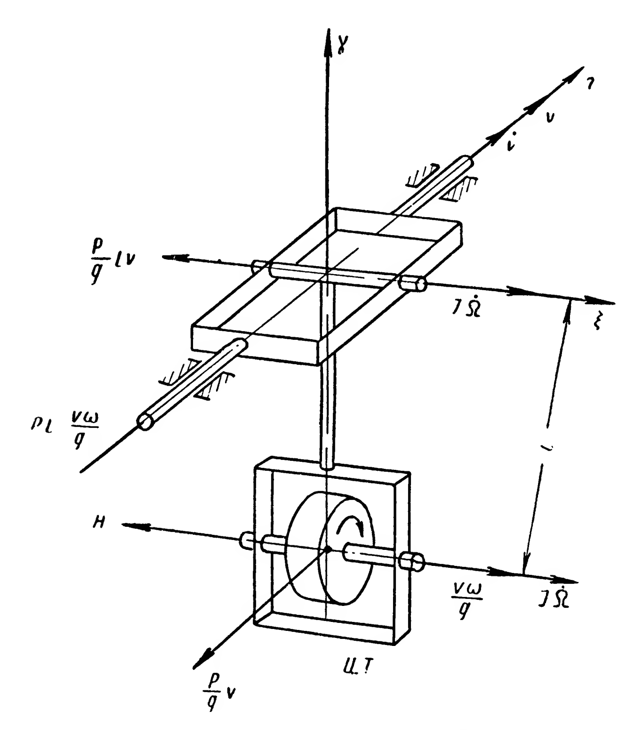
Таким образом, условие (III. 23) компенсации баллистических погрешностей определяется лишь скоростью полета и не зависит от величины и направления угловой скорости виража.

Коэффициент ε можно сделать переменным, зависящим от скорости v полета, с тем чтобы условие (III. 23) выполнялось при любой скорости.

Представляет интерес схема компенсации баллистических погрешностей тяжелого гироскопа с горизонтальной осью (фиг. III. 11),

вектор кинетического момента которого направлен к левому борту корабля.

При развороте на внутреннюю рамку гироскопа действуют два инерционных момента: момент, создаваемый центробежной силой и равный $Pl\frac{v\omega_в}{g}$, и гироскопический момент, равный $H\omega_в$. Равен-



Фиг. III. 11. Плоский гироскопический маятник.

ство этих моментов является одним из условий компенсации баллистических погрешностей гировертикали:

$$Pl\,\frac{v\omega_в}{g}=H\omega_в.$$

После сокращений на $\omega_в$ и введения обозначения $H = J\dot{\varphi}$ получим

$$\dot{\varphi}=\frac{Pl}{Jg}\,v. \qquad (III.\ 24)$$

Условие (III. 24) выполняется, если собственную угловую скорость $\dot{\varphi}$ вращения ротора гироскопа поддерживать в пропорциональной зависимости от скорости v.

При движении корабля с ускорением $\dot{v}$ на внутреннюю рамку гироскопа также действуют два момента: инерционный момент

$Pl\frac{\dot{v}}{g}$ и реактивный момент, развиваемый двигателем ротора гироскопа и равный $J\ddot{\varphi}$. Скорость вращения ротора зависит от скорости движения корабля. Для того чтобы маятник не отклонялся от направления вертикали, необходимо, чтобы инерционные моменты взаимно уравновешивались. В этом случае справедливо равенство

$$Pl\frac{\dot{v}}{g}=J\ddot{\varphi}. \qquad (III.\ 25)$$

Дифференцируя условие (III. 24) и сравнивая его с условием (III. 25), заключаем, что эти условия полностью совпадают и, следовательно, рассмотренный здесь плоский гиромаятник не обладает баллистическими погрешностями.

Гироскопические вертикали с механической коррекцией. Задающий чувствительный элемент углов крена и тангажа в электрическом автопилоте, представляющий собой гировертикаль с механической пропорциональной коррекцией, представлен на фиг. III. 12. Основными элементами вертикали являются: гироскопический двигатель, карданное кольцо, механизм маятниковой коррекции и блоки потенциометров.

В качестве гироскопического двигателя используется сериесный электродвигатель постоянного тока.

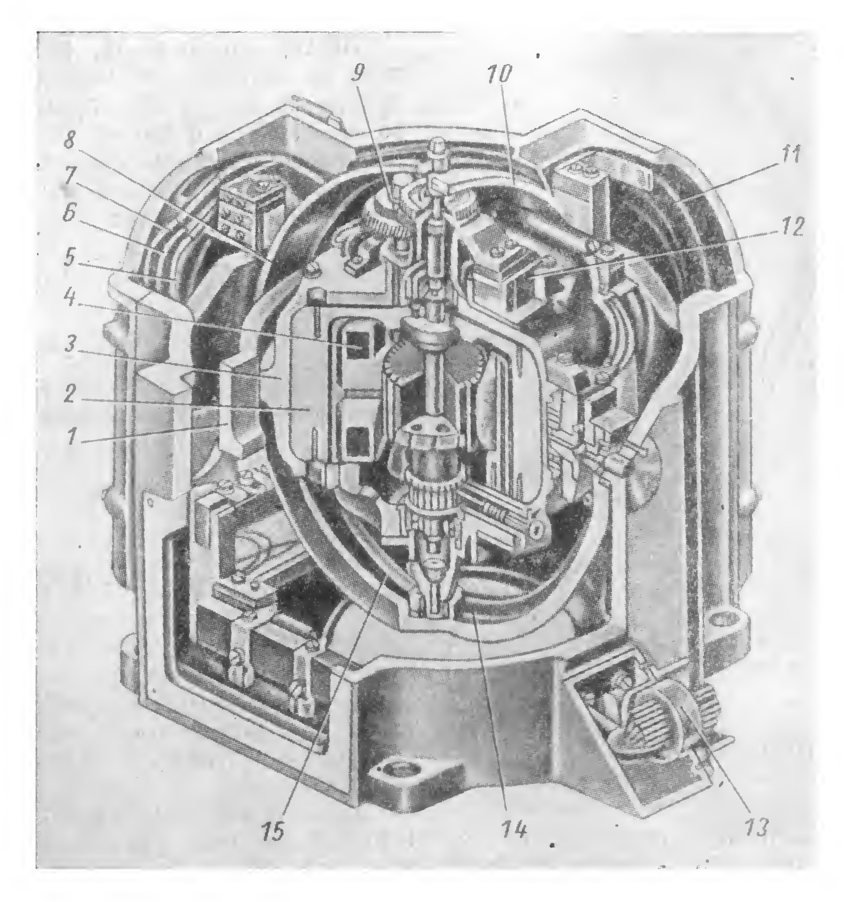
На валу якоря укреплен колоколообразный ротор *2* гироскопа, закрытый кожухом *3*. К нижней части кожуха крепится статор *4* электродвигателя. Вал якоря вращается вокруг вертикальной оси на подшипниках, установленных в верхней и нижней части кожуха.

Гиромотор подвешен на радиально-упорных подшипниках в карданном кольце *1*, которое поворачивается на своих подшипниках, установленных в корпусе прибора. Питание двигателя осуществляется через специальные гибкие проводники. Углы поворота двигателя и карданного кольца ограничены упорами.

Гировертикаль располагают на объекте таким образом, чтобы наружная ось карданного кольца была установлена параллельно поперечной оси объекта. Для коррекции гироскопа используется поперечное полукольцо *8* и продольное полукольцо *10*. Полукольцо *10* установлено на цапфе подшипника оси наружного карданного кольца *1*, а полукольцо *8* опирается на оси подшипников, несущих поводковое полукольцо *15*. Электромагнит *12* служит для выключения поперечной коррекции при виражах в целях уменьшения виражных погрешностей прибора. Редуктор *9* передает вращательное движение ротора двигателя коррекционным роликам *14*. Сигналы для передачи на автопилот снимаются со щеток потенциометров крена *5*, *6* и *7*, смонтированных на корпусе прибора. Ползунок *11* потенциометра тангажа закреплен на карданном кольце *1*, а ползунки потенциометров крена на поводковом полукольце *15*. Наличие последнего дает возможность снимать с потенциометров сигналы, пропорциональные величинам крена объекта, независимо от углов тангажа.

С автопилотом гироскопическая вертикаль соединена электрическими проводами, подводимыми через штепсельный разъем *13*.

Гироскопические вертикали с неограниченными пределами показаний [1]. Такие гировертикали могут применяться для задания в системе автопилота углов крена и тангажа самолета, выполняю-



Фиг. III. 12. Гироскопическая вертикаль с механической коррекцией.

щего фигуры высшего пилотажа. Например, при пикировании самолета (фиг. III. 13) ось наружной рамки кардана стремится к совмещению с осью ротора гироскопа. Угол $\gamma_г$ в этом случае мал, и рыскание самолета существенно сказывается на точности показаний прибора.

Снижение точности объясняется тем, что при совмещении оси ротора гироскопа с осью наружной рамки кардана гироскоп теряет

---

[1] Д. С. Пельпор., Движение гироскопа при сближении оси его ротора с осью наружной рамки кардана. Сборник статей МВТУ «Элементы теории и расчета гироскопических и навигационных приборов», Оборонгиз, 1955.

одну степень свободы, а следовательно, его сопротивляемость к воздействию внешних моментов уменьшается.

Рассмотрим движение гироскопа под действием внешнего момента M_0, приложенного к оси наружной рамки кардана для случая, когда ось ротора составляет острый угол $\gamma_г$ с осью наружной рамки кардана.

Вектор момента M_0 разложим на направление перпендикуляра к плоскости наружной рамки кардана и в экваториальной плоскости ротора гироскопа. При этом составляющие моменты внешних сил будут

$$\frac{M_0}{\operatorname{tg}\gamma} \text{ и } \frac{M_0}{\sin\gamma}.$$

Составляющая $\frac{M_0}{\operatorname{tg}\gamma}$ уравновешивается моментом реакций в кардане гироскопа, составляющая же $\frac{M_0}{\sin\gamma}$ порождает прецессию гироскопа с угловой скоростью, равной

$$\omega_{пр} = \frac{M_0}{H \sin\gamma}. \quad (III.26)$$

Фиг. III. 13. Движение гироскопа при сближении осей ротора и кардана.

Скорость прецессии $\omega_{пр}$ направлена таким образом, что угол $\gamma_г$ стремится к нулю, а угловая скорость $\omega_{пр}$ возрастает и в пределе стремится к бесконечности.

При отклонении оси ротора гироскопа по другую сторону от оси рамки кардана закон движения гироскопа остается тем же, а знак угловой скорости $\omega_{пр}$ изменяется.

Момент M_0 как бы притягивает ось ротора к оси наружной рамки кардана. В момент совмещения этих осей рамка обычно приобретает большую угловую скорость, и ось ротора гироскопа под влиянием момента M_0 следует за осью наружной рамки кардана, быстро отклоняясь от истинной вертикали.

Для того чтобы предотвратить совмещение осей ротора и кардана, часто применяют гировертикали с дополнительной рамкой.

В тех случаях, когда на измерительных осях гировертикали установлено несколько датчиков или гировертикаль служит для

непосредственной стабилизации какого-либо устройства (прицела, аэрофотоаппарата и т. д.) и когда измерительные оси нагружены значительными внешними моментами, применяют гировертикали с силовой гироскопической стабилизацией.

Погрешности силовых гироскопических вертикалей фактически определяются так же, как и погрешности обыкновенных гировертикалей.

3. КУРСОВЫЕ ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

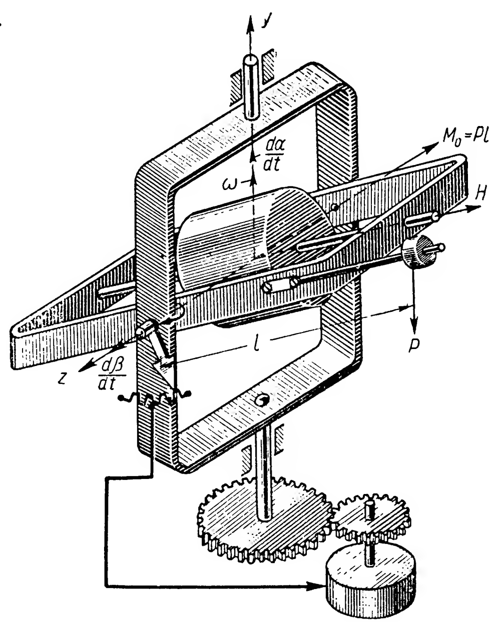
Курсовые гироскопические системы предназначены для определения и задания углов курса корабля, самолета и других подвижных объектов.

К курсовым системам относятся гирополукомпасы, гиромагнитные компасы и гирокомпасы.

В гирополукомпасах используется способность гироскопа эффективно сопротивляться внешним возмущениям и в течение некоторого времени сохранять почти неизменное направление в азимуте.

В гиромагнитных системах гироскоп не является чувствительным элементом, а применяется в сочетании с магнитным или индукционным компасом и служит стабилизатором, предохраняющим магнитный компас от вредного влияния внешних возмущений.

В гирокомпасах для создания направляющего момента, устанавливающего ось ротора гироскопа по направлению меридиана, используется эффект суточного вращения Земли.



Фиг. III. 14. Гирополукомпас с горизонтальной коррекцией по рамке и с компенсацией вращения Земли.

Гирополукомпасы. Гирополукомпас представляет собой астатический гироскоп с тремя степенями свободы, ось ротора которого удерживается в плоскости горизонта с помощью разгрузочного двигателя (фиг. III. 14). Двигатель управляется выключателем и устанавливает ось ротора гироскопа по направлению перпендикуляра к плоскости наружной рамки. Ось наружной рамки кардана гирополукомпаса устанавливается параллельно нормальной оси самолета.

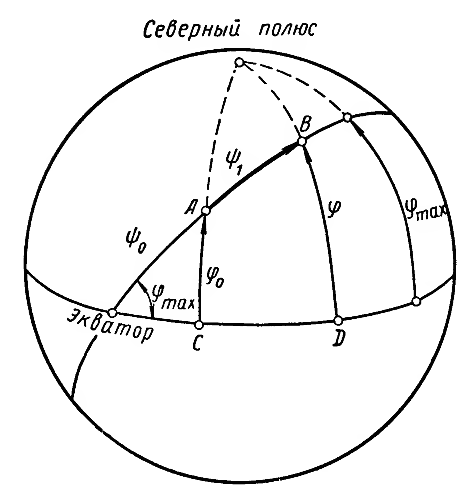
В результате суточного вращения Земли и движения самолета ось ротора астатического гироскопа, удерживаемая примерно в пло-

скости горизонта, поворачивается относительно меридиана с угловой скоростью, равной

$$\omega_r = -U \sin \varphi - \frac{v_E}{R} \operatorname{tg} \varphi, \qquad (III.\ 27)$$

где v_E — восточная составляющая скорости самолета;

ω_r — угловая скорость поворота плоскости меридиана относительно истинной вертикали. Если такой гирополукомпас применить в качестве задатчика курса самолета, то, например, на широте Москвы погрешность в измерении курса достигает примерно 4° за 10 мин. полета. Как показывает уравнение (III. 27), эта погрешность зависит от широты места, скорости полета и курса самолета.



Фиг. III. 15. Построение широты места по заданному направлению ортодромии и пройденному пути.

Если курс самолета отсчитывается от направления выбранной ортодромии (фиг. III. 15), а не относительно географического меридиана, то в полете скорость отклонения оси ротора свободного гироскопа от заданной ортодромии равна

$$\omega'_j = -U \sin \varphi - \frac{v_\delta}{R} \operatorname{tg} \delta, \qquad (III.\ 28)$$

где δ — боковое отклонение самолета от выбранной ортодромии;

v_δ — горизонтальная проекция скорости полета на направление бокового отклонения.

Считая, что в полете отклонение от выбранной ортодромии невелико, угловой скоростью $\frac{v_\delta}{R} \operatorname{tg}\delta$ практически пренебрегают. Для того чтобы внести поправку на вращение Земли, достаточно знать широту места нахождения самолета.

Если на ось внутренней рамки кардана наложить момент, величина которого зависит от синуса угла широты места, то скорость прецессии оси ротора гироскопа в азимуте будет соответствовать уравнению (III. 28). Широта определяется из рассмотрения сферических треугольников *CAD* и *CBE*. По известным формулам сферической тригонометрии получим

$$\left.\begin{aligned} &\sin \varphi_0 = \sin \psi_0 \sin s_0 \\ \text{и}\quad &\sin \varphi = \sin \psi_0 \sin (s_0 + s), \end{aligned}\right\} \qquad (III.\ 29)$$

где AB — заданная ортодромия;

s — путь, пройденный самолетом от исходного пункта маршрута A и равный

$$s = \frac{1}{R}\int_0^t v dt.$$

Отсюда получим

$$\sin\varphi = \sin\left(\arcsin\frac{\sin\varphi_0}{\sin\psi_0} + \frac{1}{R}\int_0^t v dt\right)\sin\psi_0. \quad (III. 30)$$

Уравнение (III. 30) может быть решено с помощью сравнительно простого счетно-решающего механизма, если известно текущее значение v, замеренное указателем скорости или лагом.

Гирополукомпас с коррекцией на вращение Земли служит указателем направления ортодромии.

Следует, однако, отметить, что гирополукомпас не обладает восстанавливающим моментом, ориентирующим ось его ротора по направлению ортодромии. С течением времени ось ротора отклоняется от этого направления со скоростью, определяемой трением в подшипниках осей карданного подвеса, несбалансированностью гироузла, моментом, развиваемым разгрузочным двигателем и другими факторами. Создание гирополукомпаса с малой собственной скоростью прецессии связано с большими техническими трудностями.

При отклонении оси наружной рамки гирополукомпаса от истинной вертикали возникает так называемая геометрическая погрешность кардана (карданная погрешность), присущая любому карданному подвесу, которая исчезает при выравнивании самолета.

Например, в горизонтальном полете, когда ось y_0 наружной рамки кардана гирополукомпаса расположена на направлении истинной вертикали (фиг. III. 16), условный курс самолета определяется углом ψ, образованным продольной осью самолета с проекцией вектора H кинетического момента гироскопа на плоскость горизонта, или соответствующим двухгранным углом.

Если угол крена самолета составляет γ, то его курс остается неизменным; однако двухгранный угол α, отсчитываемый по прибору, уже не равен ψ, а отличается от него на величину $\Delta\alpha$, определяемую, в общем случае, следующим уравнением:

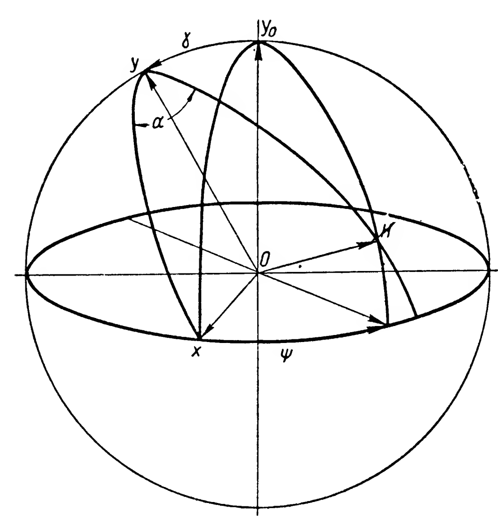
$$\Delta\alpha = \psi - \operatorname{arctg}\left(\frac{\operatorname{tg}\psi\cos\gamma + \sin\vartheta\sin\gamma - \cos\vartheta\sin\gamma\sec\psi\operatorname{tg}\overline{\beta}}{\cos\vartheta + \sin\vartheta\sec\psi\operatorname{tg}\overline{\beta}}\right), \quad (III. 31)$$

где γ и ϑ — углы крена и тангажа самолета;

$\overline{\beta}$ — угол подъема оси ротора гироскопа над плоскостью горизонта.

Для устранения геометрической погрешности кардана ось его наружной рамки следует стабилизировать на направлении истинной вертикали.

На вираже и при гармонических колебаниях самолета относительно продольной и поперечной осей или вообще в случае движения сси наружной рамки кардана по образующей круглого конуса возникает так называемая виражная погрешность гирополукомпаса. Она появляется в результате воздействия разгрузочного двигателя или трения в опорах оси наружной рамки карданного подвеса. При вираже эти моменты вызывают прецессию гироскопа в наклонной плоскости, что приводит к неизменно возрастающему отклонению оси ротора гироскопа в азимуте.



Фиг. III. 16. Схема образования карданной и виражной погрешностей гирополукомпаса.

Виражная погрешность бывает особенно велика в тех случаях, когда гирополукомпас используется в качестве силового одноосного стабилизатора и в процессе виража ось ротора гироскопа удерживается на направлении перпендикуляра к плоскости наружной рамки кардана.

Величина виражной погрешности при этом определяется уравнением

$$\Delta\psi_{в} = \psi - \cos\gamma \operatorname{arctg}(\operatorname{tg}\psi \cos\gamma). \qquad (III.\ 32)$$

Для уменьшения виражной погрешности гирополукомпаса скорость прецессии оси ротора гироскопа, возникающая под действием разгрузочного двигателя, должна быть по возможности меньше.

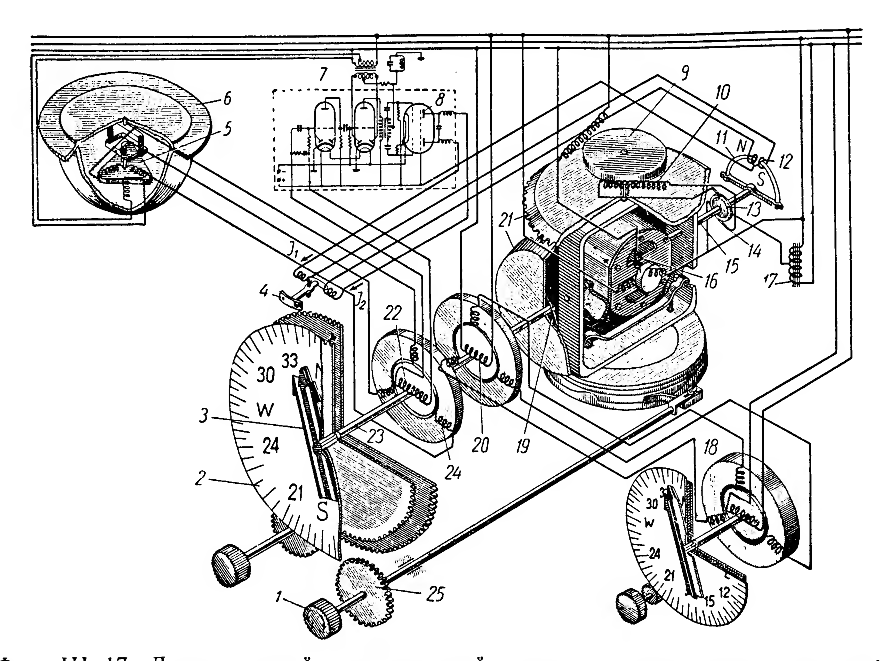
Однако необходимо, чтобы эта скорость была достаточной для того, чтобы ось ротора гироскопа в полете не отставала от движения истинной вертикали.

Гиромагнитные компасы. Гиромагнитные компасы служат для определения и задания магнитного или географического курса самолета, судна и др.

Гиромагнитные компасы делятся на две основные группы. К первой группе относятся гиромагнитные или гироиндукционные компасы, представляющие собой гирополукомпасы с магнитными или индукционными чувствительными элементами, которые подвешиваются в карданных кольцах или устанавливаются непосредственно на кожухе ротора гирополукомпаса, и вторая группа дистанционные гироиндукционные компасы,

чувствительные элементы которых стабилизированы с помощью гировертикали в плоскости горизонта.

Основной частью гироиндукционного компаса (фиг. III. 17) является гирополукомпас с электрогидродвигателем *16*, ось ротора которого удерживается примерно в плоскости горизонта асинхронным двигателем *9*, управляемым контактными кольцами *13* и щет-



Фиг. III. 17. Дистанционный гиромагнитный компас с индукционным датчиком:

1 — рукоятка; *2* — шкала; *3* — стрелка; *4* — индикатор; *5* — магнитный индукционный датчик; *6* — корпус датчика; *7* — ламповый усилитель; *8* — фазовый дискриминатор; *9* — ротор двигателя; *10* — управляющая обмотка горизонтального корректора; *11* — магнит азимутального корректора; *12* — катушка азимутального корректора; *13* — контактные кольца; *14* — щетки; *15* — ось внутренней рамки кардана; *16* — гироскопический двигатель; *17* — трансформатор; *18* — повторитель; *19* — фрикцион; *20* — сельсин; *21* — зубчатые колеса, *22* — ротор сельсина; *23* — валик; *24* — обмотка статора сельсина; *25* — зубчатые колеса.

ками *14*. Положение оси ротора гирополукомпаса корректируется индукционным магнитным датчиком *5*, состоящим из первичной и вторичной обмоток на пермаллоевом основании.

Датчик смонтирован на пластмассовой плате, которая вместе со свинцовым грузом представляет собой физический маятник, подвешенный в карданном подвесе. Питание первичной обмотки индукционного датчика осуществляется от трансформатора — усилителя переменным током с частотой 400 *гц*.

Вторичные обмотки датчика включены звездой и соединены с обмоткой *24* статора сельсина. Пульсирующий магнитный поток, наводимый в пермаллоевом сердечнике, меняет его магнитную проницаемость. В результате этого под действием земного магнитного поля во вторичных обмотках индукционного датчика, а следова-

тельно, и в обмотках сельсина появляется переменное напряжение, которое создает в сельсине-трансформаторе пульсирующий магнитный поток. При отклонении линии полюсов ротора сельсина от перпендикуляра к направлению суммарного магнитного поля статора в его обмотке наводится э. д. с., фаза которой зависит от направления отклонения ротора. С обмотки ротора электрический сигнал поступает на усилитель, управляющий моментным датчиком азимутального корректора. Гироскоп под действием момента азимутального корректора прецессирует до тех пор, пока линия полюсов ротора сельсина не совпадет с перпендикуляром к направлению суммарного магнитного поля статора, т. е. до тех пор, пока гироскоп не будет синхронизирован с магнитным индукционным датчиком.

Показания гиромагнитного компаса передаются на исполнительное устройство регулятора и на повторители *18* с помощью сельсина *20*. Для быстрого согласования другого сельсина *22*, *24* с датчиком *5* служит рукоятка *1*, управляющая арретиром; для контроля согласования служит визуальный индикатор *4*.

Системе гиромагнитного компаса так же, как и гирополукомпасу, присущи карданная и виражная погрешности, основным источником которых является так называемая «северная поворотная ошибка магнитного компаса», возникающая при полетах с ускорением под воздействием вертикальной составляющей магнитного поля Земли.

На вираже погрешность отдельного индукционного датчика в определении направления магнитного меридиана бывает весьма велика. Дважды за время одного виража эта погрешность меняет свой знак.

Гирополукомпас же вследствие погрешности индукционного датчика за время, равное половине периода виража, отклоняется от магнитного меридиана на угол, равный

$$\Delta\psi_{max} = \frac{\pi k_a}{\omega_в}, \qquad (III. 33)$$

где k_a — скорость прецессии оси ротора гироскопа, возникающая под действием азимутальной коррекции, обычно равная 2—4 об/мин;

$\omega_в$ — угловая скорость виража;

$\Delta\psi_{max}$ — максимальная поворотная погрешность гиромагнитного компаса при вираже.

Для уменьшения баллистических погрешностей гиромагнитных компасов скорость прецессии оси ротора гироскопа, возникающей под действием двигателя азимутальной коррекции, должна быть по возможности минимальной. Однако необходимо, чтобы эта скорость превышала мгновенную абсолютную угловую скорость поворота меридиана вокруг направления истинной вертикали в полете.

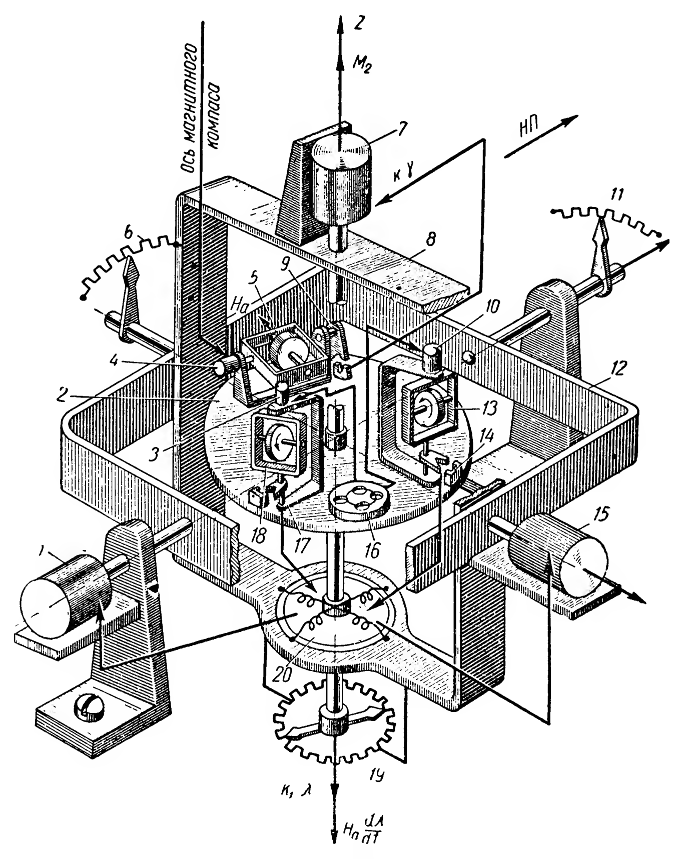
Погрешность дистанционного гироиндукционного компаса в основном определяется точностью гировертикали, на которой расположен индукционный датчик, и составляет

$$\Delta\psi_{max} = \rho \operatorname{tg} \theta, \qquad (III. 34)$$

где ρ — отклонение оси ротора от истинной вертикали;

θ — угол наклонения магнитного поля Земли в месте полета.

Причиной этой погрешности также является поворотная ошибка, возникающая при наклонах индукционного чувствительного элемента. Карданной погрешности дистанционный гироиндукционный компас не имеет.



Фиг. III. 18. Принципиальная схема трехгироскопной централи:

1, 7 и *15* — разгрузочные двигатели; *2* — платфома; *3, 4* и *10* — двигатели-корректоры; *5, 13* и *18* — гироскопические двигатели; *6, 11* и *19* — потенциометрические датчики углов: *8* и *12* — рамки кардана; *9, 14* и *17* — индукционные датчики углов; *15* — переключатель; *20* — координатный преобразователь.

Трехгироскопная централь. Для определения и задания курса и положения движущегося объекта, например самолета, относительно истинной вертикали может быть использована комплексная система — трехгироскопная централь (фиг. III. 18).

Платформа *2* служит основанием для трех гироскопических датчиков *5*, *13* и *18*, каждый из которых имеет две степени свободы относительно платформы. Гироскоп *5* управляет движением плат-

формы *2* в азимуте, а гироскопы *13* и *18* стабилизируют ее в плоскости горизонта. Для корректирования горизонтального положения на платформе монтируется четырехполюсный жидкостный маятник-переключатель *16*. На прецессионной оси каждого гироскопа установлены двигатели-корректоры *3*, *4* и *10*, а также индуктивные датчики *9*, *14* и *17*, определяющие углы поворота рамок гироскопов относительно платформы.

Платформа устанавливается в полном карданном подвесе и свободно поворачивается относительно нормальной, поперечной и продольной осей самолета. Карданный подвес состоит из рамок *8* и *12*, на осях которых смонтированы разгрузочные двигатели *1*, *7* и *15*, потенциометрические датчики *6*, *11* и *19* углов курса, крена и тангажа самолета, а также координатный переобразователь *20*.

Положение платформы *2* в азимуте корректируется индукционным магнитным датчиком с помощью двигателя *4*.

В трехгироскопной централи осуществлен принцип силовой гироскопической стабилизации. Особенность этой системы заключается в том, что при изменении курса самолета сигналы, снимаемые с датчиков *14* и *17* гироскопов *13* и *18*, распределяются координатным преобразователем *20* на двигатели *1* и *15* таким образом, что в установившемся режиме момент, развиваемый каждым из двигателей, уравновешивает составляющую момента внешних сил, действующую по его оси. Карданных и виражных погрешностей в показаниях курса, снимаемых с трехгироскопной централи, не возникает.

В отношении других погрешностей, трехгироскопная централь мало отличается от рассмотренных выше гиромагнитных систем и гировертикалей.

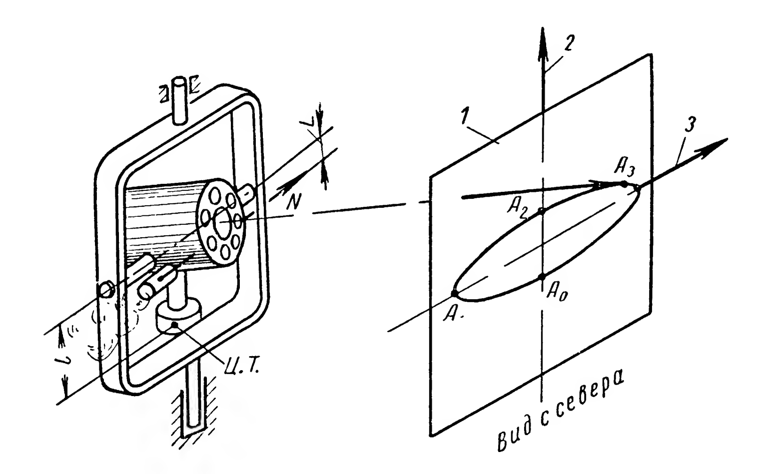
Гирокомпасы. Гирокомпас представляет собой трехстепенный гироскоп, ось ротора которого удерживается примерно в плоскости горизонта, а центр тяжести смещен вниз по отношению к оси внутренней рамки кардана.

На фиг. III. 19 представлена схема гирокомпаса, ось ротора которого расположена на пересечении меридиана и плоскости горизонта, а вектор кинетического момента направлен к северу.

Вследствие суточного вращения Земли ось ротора гирокомпаса отклоняется к востоку и поднимается над плоскостью горизонта от A_0 к A_1. При этом возникает маятниковый момент $Pl \sin\beta$, где P — вес гиромотора, l — смещение центра тяжести относительно оси внутренней рамки кардана, β — угол подъема оси ротора гироскопа над плоскостью горизонта.

Маятниковый момент, вектор которого направлен по оси внутренней рамки кардана на запад, вызывает прецессию гироскопа к западу ($A_1 \rightarrow A_3$). Когда ось ротора гироскопа вновь пересекает меридиан (положение A_2), вращение Земли вызывает движение оси ротора гироскопа к плоскости горизонта. При этом маятниковый момент уменьшается и ось ротора вследствие преобладающего влияния суточного вращения Земли снова движется к востоку ($A_3 \rightarrow A_0 \rightarrow A_1$).

Таким образом, ось ротора гирокомпаса совершает незатухающие гармонические колебания около меридиана, описывая на изображающей плоскости эллипс, сильно вытянутый в горизонтальном направлении. Для того чтобы погасить эти колебания, применяют специальное устройство, например сопло, через которое под давлением, создаваемым быстро вращающимся ротором, выбрасывается струя воздуха. При отклонении оси ротора гироскопа от перпендикуляра к плоскости наружной рамки кардана реакция воздушной



Фиг. III. 19. Принципиальная схема гирокомпаса:

1 — изображающая плоскость; *2* — плоскость меридиана; *3* — плоскость горизонта.

струи создает момент, вектор которого направлен по оси наружной рамки кардана, а величина пропорциональна углу β.

Если предположить, что углы α и β отклонения оси ротора гироскопа от меридиана и горизонта малы, то приближенные значения моментов, действующих по оси внутренней рамки кардана гироскопа, будут равны: гироскопический момент $H(\alpha + U\sin\varphi)$, маятниковый момент $Pl\left(\beta + \frac{\dot{v}_N}{g}\right)$, момент сухого трения в подшипниках оси внутренней рамки кардана $\pm M_{\dot{\beta}}$.

Вдоль оси наружной рамки кардана направлены векторы гироскопического момента $H\left[\dot{\beta} + \left(U\cos\varphi + \frac{v_E}{R}\right)\alpha - \frac{v_N}{R}\right]$, момента реакции струи — $NL\beta$ и момента сил сопротивления сухого трения в подшипниках оси наружной рамки кардана $\pm M_{\dot{\alpha}}$.

Восточной составляющей v_E скорости движения корабля обычно пренебрегают по сравнению с тангенциальной скоростью $RU\cos\varphi$, возникающей при вращении Земли. Практически гирокомпас нельзя использовать на скоростных самолетах и в районе полюса, где при условии $RU\cos\varphi = v_E$ гирокомпас теряет направляющий момент, устанавливающий ось его ротора в направлении меридиана.

Приближенные уравнения прецессии гирокомпаса принимают вид

$$\dot{\beta} + U\cos\varphi\alpha - \frac{v_N}{R} + \frac{NL}{H}\beta \pm \frac{M_{\dot{\alpha}}}{H} = 0$$

и (III. 35)

$$\dot{\alpha} + U\sin\varphi - \frac{Pl}{H}\left(\beta + \frac{\dot{v}_N}{g}\right) \pm \frac{M_{\dot{\beta}}}{H} = 0.$$

Разделяя переменные, получим

$$\ddot{\alpha} + \frac{NL}{H}\dot{\alpha} + \frac{PlU\cos\varphi}{H}\alpha = \frac{Pl}{H}\cdot\frac{\ddot{v}_N}{g} + \frac{Pl}{H}\cdot\frac{NL}{H}\cdot\frac{\dot{v}_N}{g} +$$

$$+ \frac{Pl}{H}\cdot\frac{v_N}{R} - \frac{NL}{H}U\sin\varphi \pm \frac{NL}{H}\cdot\frac{M_{\dot{\beta}}}{H} \pm \frac{Pl}{H}\cdot\frac{M_{\dot{\alpha}}}{H} \quad \text{(III. 36)}$$

и

$$\ddot{\beta} + \frac{NL}{H}\dot{\beta} + \frac{PlU\cos\varphi}{H}\beta = U^2\sin\varphi\cos\varphi + \frac{v_N}{R} - \frac{Pl}{H}U\cos\varphi\frac{\dot{v}_N}{g} \pm \frac{M_{\dot{\beta}}}{H}.$$

Исключив затухание ($NL = 0$) и не учитывая сил сопротивления трения в опорах осей карданного подвеса ($M_{\dot{\alpha}} = M_{\dot{\beta}} = 0$), получим

$$\ddot{\alpha} + k^2\alpha = \frac{1}{RU\cos\varphi}\cdot\frac{k^2}{\nu^2}\left(\ddot{v}_N + \nu^2 v_N\right),$$

$$\ddot{\beta} + k^2\beta = k^2\beta^* + \frac{\dot{v}}{R}\left(1 - \frac{k^2}{\nu^2}\right), \quad \text{(III. 37)}$$

где $k = \sqrt{\frac{HU\cos\varphi}{\frac{H^2}{pl}}}$ — частота собственных незатухающих колебаний гирокомпаса;

$\nu = \sqrt{\frac{g}{R}}$ — частота колебаний математического маятника, длина которого равна радиусу Земли;

$\beta^* \approx \frac{U^2\sin\varphi\cos\varphi}{k^2}$ — угол подъема оси ротора гирокомпаса над плоскостью горизонта при установившемся движении корабля.

Угол β^* зависит также от восточной составляющей скорости движения корабля. Он необходим для создания маятникового момента, обеспечивающего слежение оси ротора гироскопа за меридианом.

Если параметры прибора выбрать так, чтобы $k^2 = \nu^2$, то при любой функции $v_N = v_N(t)$ частным решением уравнения (III. 37) будет

$$\alpha = \alpha^* = \frac{v_N}{RU\cos\varphi}; \quad \text{(III. 38)}$$

$$\beta = \beta^*.$$

Следовательно, гирокомпас без затухания, характеризующийся периодом 84,4 мин., не имеет баллистических девиаций, если в начале

движения корабля положение оси ротора гироскопа определялось уравнениями (III. 38). При этом наблюдаются лишь скоростные погрешности.

Отношение $\frac{Pl}{H}$ в этом случае необходимо изменять в соответствии с широтой места корабля, что практически достигается путем изменения либо H, либо Pl.

Инерционный момент $Pl\frac{\dot{v}_N}{g}$ маятника вызывает прецессию оси ротора гироскопа с такой угловой скоростью, что в каждый момент времени отклонение оси ротора гироскопа в азимуте соответствует мгновенному значению скоростной погрешности.

Однако отклонение оси ротора гироскопа все же возникает вследствие несовершенства конструкции прибора (трение в осях кардана, непостоянство оборотов ротора, смещение ротора вдоль оси собственного вращения и т. д.). Все это приводит к появлению незатухающих колебаний оси ротора гироскопа около положения равновесия. В результате введения затухания $NL \neq 0$ собственные колебания гирокомпаса гасятся, и он становится подвержен возмущениям при ускорениях.

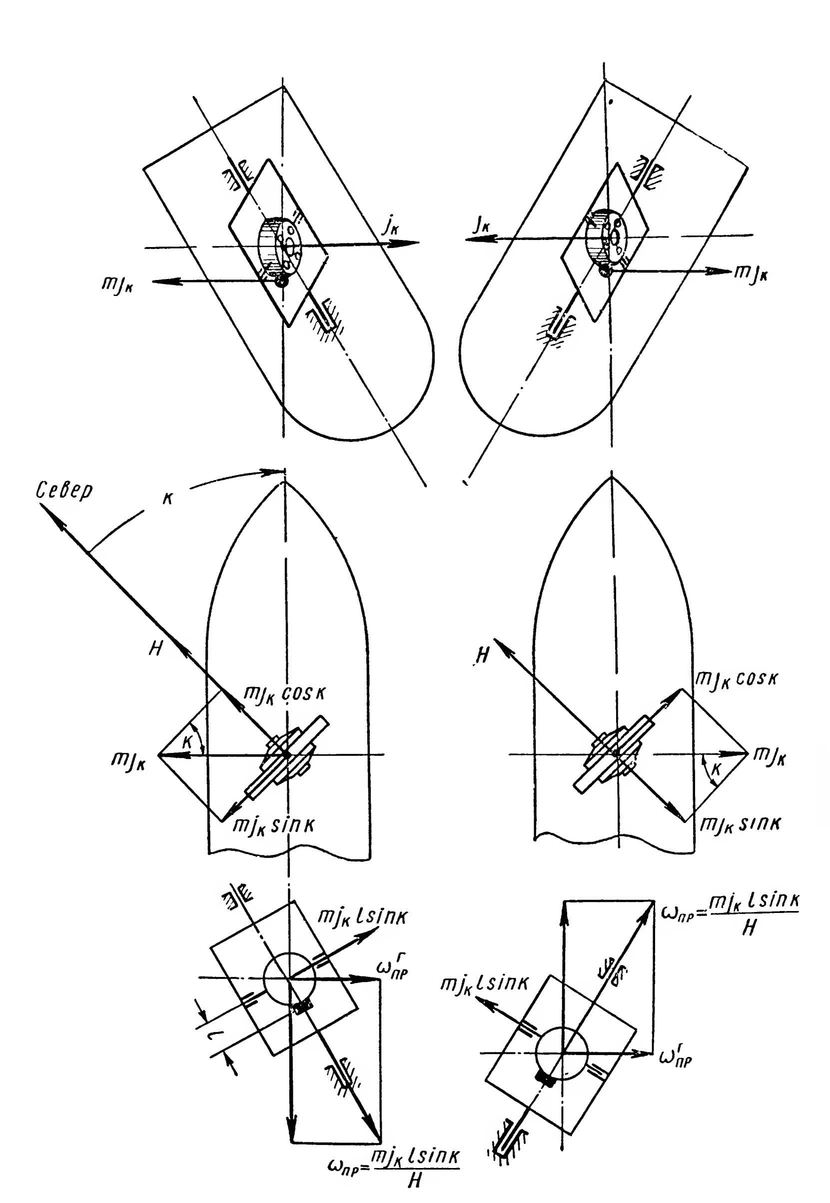
Большое значение при использовании гирокомпаса имеют моменты трения в опорах карданного подвеса, так как эти моменты определяют погрешности застоя гирокомпаса. Согласно уравнениям (III. 36), получим

$$\alpha_з = \pm\frac{M_{\dot{\alpha}}}{HU\cos\varphi} \pm \frac{NL}{Pl}\cdot\frac{M_{\dot{\beta}}}{HU\cos\varphi}. \qquad (III.\ 39)$$

Поскольку направляющий момент $HU\cos\varphi\alpha$ обычно весьма мал, то приходится принимать специальные меры для уменьшения моментов сил сопротивления трения в опорах: взвешивать гироскопический узел в жидкости, использовать струнные подвесы в совокупности со специальной следящей системой и т. д.

Рассмотренная выше схема однороторного гирокомпаса характеризуется еще одной погрешностью, достигающей иногда весьма значительных величин и называемой интеркардинальной девиацией. Такая девиация не возникает при следовании корабля на кардинальных курсах N, S, E, W, но достигает максимума на интеркардинальных курсах NE, NW, SE, SW, когда корабль имеет бортовую или килевую качку. Причина появления интеркардинальной девиации заключается в следующем.

Предположим, что при бортовой качке корабль идет курсом NE и совершает гармонические колебания относительно продольной оси (фиг. III. 20). Ускорение центра подвеса гироскопа, возникающее при бортовой качке, направлено влево, когда корабль кренится на правый борт, и вправо при крене на левый борт. В этом случае возникает инерционный момент маятника гироскопа, который вызывает прецессию оси ротора гироскопа вокруг оси наружной рамки кардана. Прецессия происходит по часовой стрелке, когда



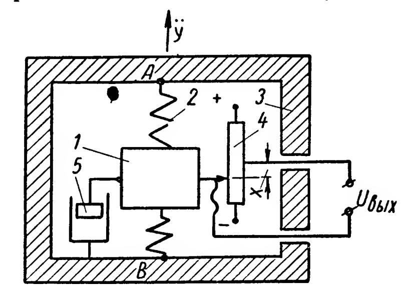
Фиг. III. 20. Схема образования интеркардинальной девиации.

корабль кренится на левый борт, и против часовой стрелки часов при крене на правый борт. Раскладывая вектор угловой скорости этой прецессии в направлении вертикали и в плоскости горизонта, замечаем, что составляющая $\omega_{пр}^{г}$ вектора угловой скорости $\omega_{пр}$ прецессии все время направлена к правому борту. Следовательно, ось ротора гироскопа неизменно поднимается над плоскостью горизонта. При этом маятник развивает момент вокруг оси внутренней рамки кардана и ось ротора гироскопа отклоняется в азимуте до тех пор, пока составляющая $\omega_{пр}^{г}$ не будет равна противоположно направленной составляющей $U \cos\varphi\, \alpha$, возникающей в результате вращения Земли.

Для устранения интеркардинальной девиации применяют двухроторные и трехроторные гирокомпасы, в которых гироскопическая система при качке корабля удерживается примерно в плоскости горизонта.

4. АКСЕЛЕРОМЕТРЫ

Назначение и принцип действия акселерометров. Акселерометры предназначены для измерения ускорений тел, движущихся в пространстве, и преобразования этих ускорений в сигнал, используемый для регистрации или управления траекторией движения тела. В зависимости от устройства чувствительного элемента акселерометры измеряют либо линейные, либо угловые ускорения.



Фиг. III. 21. Акселерометр для измерения линейных ускорений:

1 — масса; *2* — пружина; *3* — корпус; *4* — потенциометр; *5* — демпфер.

В качестве чувствительного (инерционного) элемента акселерометра используется масса *1* (фиг. III. 21), подвешенная на двух пружинах *2*. Концы *A* и *B* пружины таким образом прикреплены к движущемуся телу *3*, что линия *AB*, называемая измерительной осью или осью чувствительности датчика, параллельна той оси тела, вдоль, которой требуется измерить ускорение.

При отсутствии ускорений, направленных по оси *AB*, натяжение пружин одинаково и масса *1* располагается в среднем положении.

Если тело движется с постоянным линейным ускорением $\ddot{y}$, направленным вдоль измерительной оси *AB*, то равновесному положению измерительной системы соответствует такое смещение x инерционного элемента от нейтрали, при котором сила упругой деформации пружин сообщает массе ускорение, равное ускорению движущегося тела:

$$\ddot{y} = \frac{cx}{m},$$

где c — суммарный коэффициент жесткости двух пружин;
m — масса инерционного элемента.

Следовательно, установившееся смещение груза при постоянном ускорении $\ddot{y}$ пропорционально этому ускорению:

$$x = \frac{m}{c}\ddot{y}. \qquad \text{(III. 40)}$$

Перемещение x преобразуется потенциометрическим, индуктивным, емкостным или каким-либо другим датчиком в электрический сигнал $U_{вых}$.

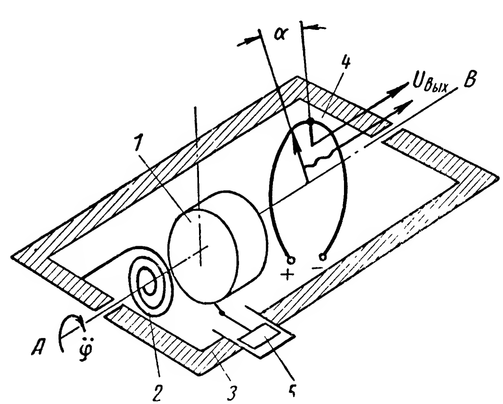
Для успокоения колебаний измерительной системы в переходном режиме служит демпфер 5, при помощи которого на массу 1 накладывается сила, пропорциональная скорости ее перемещения относительно тела 3:

$$P = k_{\partial}\dot{x},$$

где k_{∂} — коэффициент демпфирования.

Обычно применяют магнитоиндукционные, жидкостные или воздушные демпферы.

У воздушных демпферов из-за сжимаемости воздуха демпфирующая сила возникает не одновременно с возникновением скорости перемещения поршня, а с некоторым запаздыванием, что является их недостатком.



Фиг. III. 22. Акселерометр для измерения угловых ускорений:

1 — масса; 2 — пружина; 3 — корпус (тело); 4 — потенциометр; 5 — демпфер.

В линейном приближении уравнение сил для воздушного демпфера имеет вид

$$\tau\dot{P} + P = k_{\partial}\dot{x},$$

где τ — постоянная времени, которая тем больше, чем больше объем воздуха, ограниченный поршнем и цилиндром.

Акселерометр для измерения угловых ускорений (фиг. III. 22) отличается тем, что масса 1 не совершает поступательного движения относительно движущегося тела, а лишь вращается вокруг оси AB, представляющей собой измерительную ось акселерометра. Для того чтобы устранить влияние линейных ускорений, масса 1 должна быть уравновешена относительно оси вращения. Пружина 2 связана одним концом с массой, а другим — с телом 3, ускорение которого измеряется.

При отсутствии угловых ускорений пружина 2 удерживает массу 1 в положении, которое принимается за нулевое. При наличии угловых ускорений система находится в равновесном положении тогда,

когда угловое ускорение $\ddot{\alpha}$ массы *1* равно угловому ускорению $\ddot{\varphi}$ движущегося тела *3*:

$$\ddot{\varphi} = \frac{C\alpha}{J},$$

где C — коэффициент угловой жесткости пружины;

J — момент инерции подвижной системы.

Установившееся отклонение груза при постоянном ускорении $\ddot{\varphi}$ пропорционально этому ускорению:

$$\alpha = \frac{J}{C}\ddot{\varphi}. \qquad \text{(III. 41)}$$

Для успокоения колебаний и преобразования отклонения α в электрический сигнал предусматриваются демпфер *5* и электрический датчик *4*.

Способы подвески инерционного элемента. Линейное ускорение движущегося в пространстве тела всегда можно разложить на три составляющие в связанной с телом прямоугольной системе координат, ориентированной по главным осям (осям симметрии) тела.

Измерительную ось акселерометра располагают по одной из главных осей движущегося тела и, следовательно, акселерометр измеряет составляющую ускорения, направленную по данной оси. Для оценки величины и направления полного ускорения движущегося тела в связанной системе координат приходится применять три акселерометра, измерительные оси которых ориентированы по главным осям движущегося тела.

Для оценки горизонтальной составляющей линейного ускорения движущегося тела в географической системе координат достаточно иметь два акселерометра, измерительные оси которых должны быть ориентированы по двум взаимно-перпендикулярным направлениям, лежащим в горизонтальной плоскости, причем одно из этих направлений совпадает с плоскостью меридиана. В этом случае для стабилизации измерительных осей в нужных направлениях акселерометры устанавливаются на специальной гироскопической платформе.

При измерении угловых ускорений акселерометры также должны раполагаться таким образом, чтобы их измерительные оси были направлены по главным осям движущегося тела.

Поскольку акселерометр предназначается для измерения только одного компонента ускорения, то он не должен реагировать на составляющие, направленные перпендикулярно измерительной оси. Это достигается соответствующей подвеской инерционного элемента.

Подвеска массы на направляющих (фиг. III. 23, *а*) отличается простой конструкцией. Однако ей свойственна большая зона нечувствительности, величина которой пропорциональна составляющей ускорения $\ddot{z}$, направленной перпендикулярно оси чувствительности и прижимающей массу к направляющим.

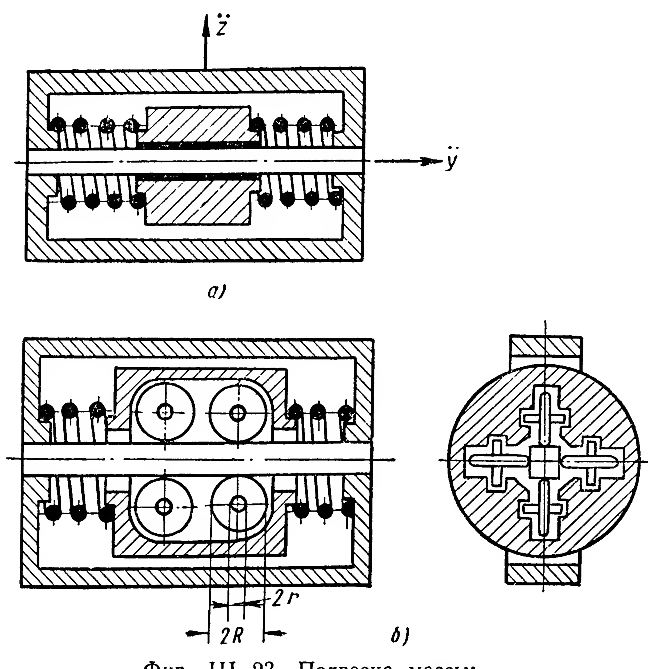
Порог чувствительности $\Delta\ddot{y}$ этой системы равен тому ускорению, которое приобретает масса под действием силы трения P_{mp}:

$$\Delta\ddot{y} = \frac{P_{mp}}{m} = \frac{\mu m\ddot{z}}{m} = \mu\ddot{z}, \qquad \text{(III. 42)}$$

где μ — коэффициент трения скольжения.

Более рациональна подвеска массы на направляющих с трением качения (фиг. III. 23, *б*).

Инерционный элемент имеет вид тележки, установленной на четырех парах роликов, которые могут катиться по неподвижному



Фиг. III. 23. Подвеска массы:

а — на направляющих; *б* — на роликах.

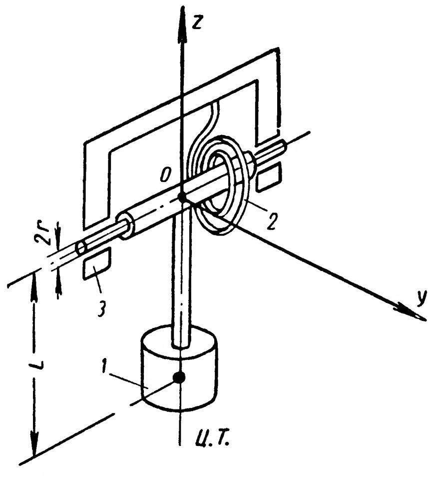
направляющему стержню. По сравнению с рассмотренной выше конструкцией зона нечувствительности при роликовых опорах для одинаковой массы m уменьшается примерно в $\frac{R}{r}$ раз (R — радиус ролика; r — радиус опорной цапфы ролика).

Рычажная подвеска применяется в маятниковом инерционном элементе, подвешенном на оси с одной степенью свободы (фиг. III. 24).

При отсутствии ускорений (в том числе ускорения силы тяжести) маятник *1* располагается в нейтральном положении Oz, соответствующем ненапряженному состоянию пружины *2*.

Измерительная ось Oy такого элемента перпендикулярна линии Oz, соединяющей ось вращения с центром тяжести маятника, находящегося в нейтральном положении.

При движении тела 3, к которому подвешен маятник, с постоянным линейным ускорением $\ddot{y}$, направленным по измерительной оси Oy (фиг. III. 25, *а*), равновесному положению маятника при его отклонении от нейтрали Oz будет соответствовать такой угол α, при котором момент инерционной силы уравновешивается моментом сил упругости пружины:



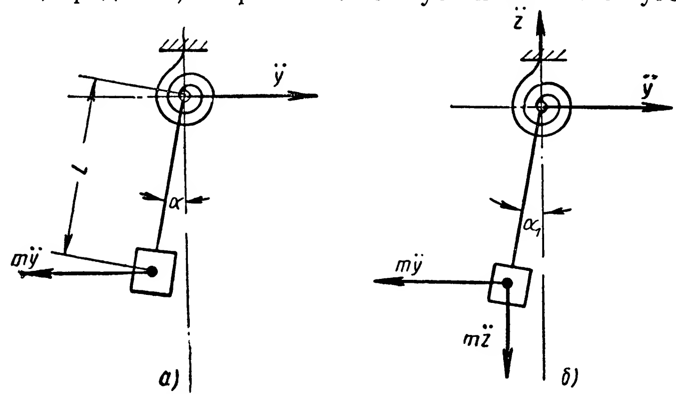
Фиг. III.24. Рычажная подвеска массы.

$$m\ddot{y}L\cos\alpha = C\alpha, \quad \text{(III. 43)}$$

где m — масса маятника;
L — расстояние от оси вращения до центра тяжести маятника;
C — коэффициент угловой жесткости пружины.

Выражение (III. 43) показывает, что угол α непропорционален ускорению $\ddot{y}$.

Практически рабочий диапазон изменения угла α невелик (порядка 0,1 радиана) и при $\cos\alpha \approx 1$ установившийся угол отклонения маятника можно приближенно считать пропорциональным линейному ускорению:



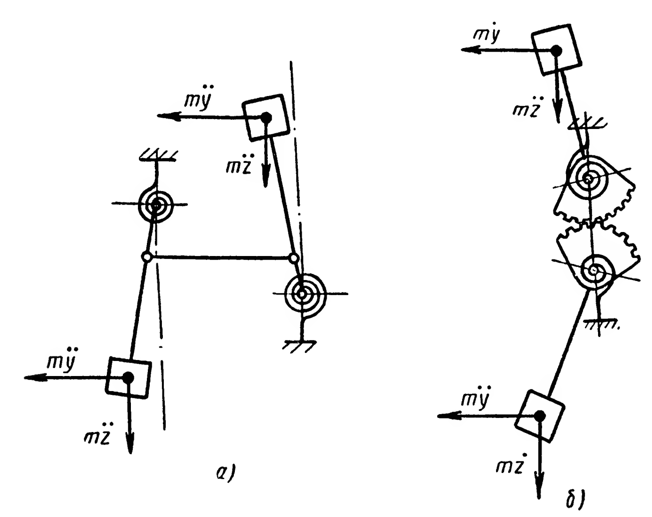
Фиг. III. 25. Действие инерционных сил на массу с рычажной подвеской.

$$\alpha = \frac{mL}{C}\ddot{y} = k\ddot{y}, \quad \text{(III. 44)}$$

где k — чувствительность датчика; $k = \frac{mL}{C}$.

Преимуществом рычажной подвески по сравнению с подвеской на направляющих с трением скольжения является уменьшение зоны нечувствительности (при одинаковой массе m) примерно в $\frac{L}{r}$ раз (r — радиус опорной цапфы оси маятника).

Дальнейшее уменьшение трения может быть достигнуто, если поместить маятник внутрь цилиндрического пустотелого поплавка, погруженного в жидкость. Объем поплавка выбирается из того расчета, чтобы архимедова сила равнялась весу подвижной системы.



Фиг. III. 26. Кинематические схемы компенсации инерционных сил.

Трение поверхности цилиндрического поплавка о жидкость может быть использовано для создания демпфирующей силы.

При отклонении маятника от нейтрали на него влияет ускорение $\ddot{z}$, направленное перпендикулярно измерительной оси Oy. Это является недостатком рычажной подвески.

При одновременном действии ускорений $\ddot{y}$ и $\ddot{z}$ (фиг. III. 25, *б*) условием равновесия системы будет равенство нулю алгебраической суммы моментов инерционных сил и сил упругости пружины:

$$m\ddot{y}L\cos\alpha_1 - m\ddot{z}L\sin\alpha_1 - C\alpha_1 = 0.$$

При малых углах можно принять $\sin\alpha_1 \approx \alpha_1$ и $\cos\alpha_1 \approx 1$. Тогда

$$m\ddot{y}L - m\ddot{z}L\alpha_1 - C\alpha_1 = 0,$$

откуда

$$\alpha_1 = \frac{mL\ddot{y}}{mL\ddot{z} + C}. \qquad \text{(III. 45)}$$

Пользуясь выражениями (III. 44) и (III. 45), можно определить относительную ошибку в измерении ускорения $\ddot{y}$, возникающую под влиянием ускорения $\ddot{z}$:

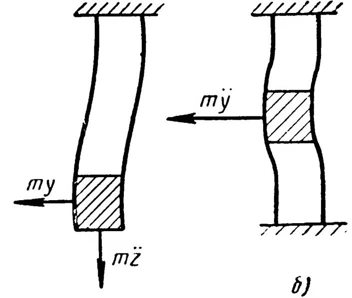
$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = \frac{\alpha_1 - \alpha}{\alpha} = \frac{\alpha_1}{\alpha} - 1 = \frac{C}{mL\ddot{z} + C} - 1 =$$

$$= -\frac{1}{\frac{C}{mL\ddot{z}} + 1} = -\frac{1}{\frac{1}{k\ddot{z}} + 1}. \qquad \text{(III. 46)}$$

Таким образом, относительная ошибка будет тем меньше, чем меньше чувствительность k, т. е. чем меньше угол отклонения маятника на единицу измеряемого ускорения $\ddot{y}$.

Погрешность, возникающая под влиянием ускорений z, компенсируется в системе, состоящей из двух антипараллельных маятников, кинематически связанных между собой рычажной передачей (фиг. III. 26, *а*) или парой зубчатых колес (фиг. III. 26, *б*).

В пружинной подвеске плоские пружины (фиг. III. 27) совмещают функции измерительного элемента и направляющего устройства. Достоинством такой подвески является отсутствие люфтов и сухого трения, что существенно снижает зону нечувствительности датчика.



Фиг. III. 27. Упругая подвеска массы для измерения линейных ускорений.

Сравнивая подвески на двух консольно закрепленных пружинах (фиг. III. 27, *а*) и на двух пружинах, закрепленных с обоих концов (фиг. III. 27, *б*), устанавливаем следующее. При одинаковой массе и равной длине пружин первая система дает в пределах допустимых деформаций больший ход, но она подвержена влиянию боковых ускорений $\ddot{z}$.

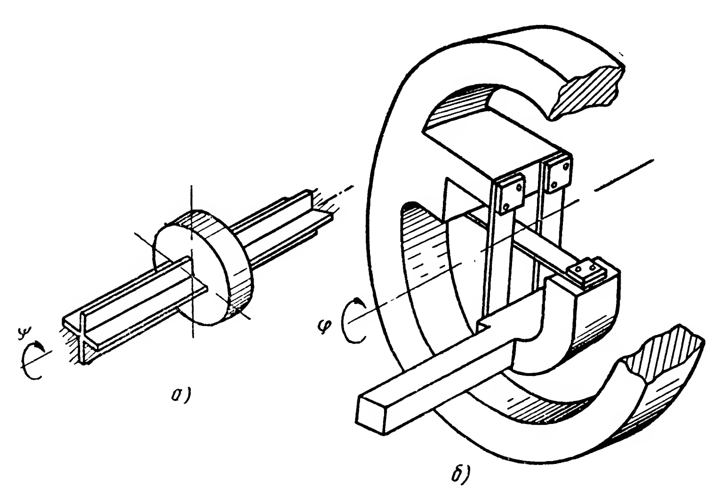
Применение двойной системы плоских пружин с промежуточной подвижной рамкой или плоских круглых пружин с дуговыми прорезями дает возможность увеличить рабочий ход, не увеличивая размеров датчика, и наряду с этим исключить влияние боковых ускорений $\ddot{z}$.

В акселерометрах, измеряющих угловые ускорения, для осуществления упругой подвески может быть использована крестообразная пружина, работающая на кручение (фиг. III. 28, *а*), или система плоских пружин, образующих крест и работающих на изгиб (фиг. III. 28, *б*).

Динамические характеристики акселерометров. Уравнение движения акселерометра для измерения линейных ускорений можно записать в виде

$$m\ddot{x} + k_д\dot{x} + cx = -m\ddot{y}, \qquad \text{(III. 47)}$$

где $\ddot{y}$ — измеряемое ускорение;
$\ddot{x}$, $\dot{x}$ и x — относительные ускорения, скорость и перемещение массы m;
k_∂ и c — коэффициент демпфера и жесткость пружины.



Фиг. III. 28. Упругая подвеска массы для измерения угловых ускорений.

Разделив все члены уравнения (III. 47) на m, перепишем его следующим образом:

$$T^2\ddot{x} + 2\xi T\dot{x} + x = -T^2\ddot{y}, \qquad \text{(III. 48)}$$

где T — постоянная времени акселерометра; $T = \sqrt{\frac{m}{c}}$, а степень успокоения [1]

$$\xi = \frac{k_\partial}{2\sqrt{mc}}.$$

Если принять $\ddot{y}$ за входную координату, а x — за выходную [2], то передаточная функция акселерометра описывается так:

$$KW(s) = \frac{T^2}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1}. \qquad \text{(III. 49)}$$

Уравнение движения акселерометра, измеряющего угловые ускорения, имеет вид

$$J\ddot{\alpha} + K_\partial\dot{\alpha} + C\alpha = -J\ddot{\varphi} \qquad \text{(III. 50)}$$

[1] Под степенью успокоения здесь понимается отношение коэффициента демпфирования к его критическому значению, при котором система теряет колебательность.

[2] Строго говоря, выходной координатой является электрический сигнал, но принимаем, что этот сигнал в определенном масштабе и без запаздывания воспроизводит перемещение x.

или

$$T_1^2\ddot{\alpha} + 2\xi T_1\dot{\alpha} + \alpha = -T_1^2\ddot{\varphi}, \qquad (III.\ 51)$$

где $\ddot{\varphi}$ — измеряемое угловое ускорение;

$\ddot{\alpha}$, $\dot{\alpha}$ и α — относительное угловое ускорение, скорость и отклонение массы;

J — момент инерции массы;

$K_д$ и C — коэффициенты демпфирования и жесткости.

$$T_1 = \sqrt{\frac{J}{C}};\quad \xi = \frac{K_д}{2\sqrt{JC}}.$$

Принимая $\ddot{\varphi}$ за входную, а α — за выходную величину, получим передаточную функцию (III. 49).

Таким образом, акселерометры для измерения линейных и угловых ускорений имеют одинаковые передаточные функции, а следовательно, и подобные динамические характеристики.

Установим связь между собственной частотой и диапазоном измерения акселерометра.

Для акселерометров, измеряющих линейные ускорения с поступательным перемещением массы, собственная частота колебаний будет равна

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{m}} = \sqrt{\frac{\ddot{y}_m}{x_m}},$$

где $\ddot{y}_m$ — диапазон измерения;

x_m — максимальный ход массы, отвечающий в статике ускорению $\ddot{y}_m$;

c — жесткость пружины.

Обозначив $n = \frac{\ddot{y}_m}{g}$ (g — ускорение силы тяжести), можно собственную частоту выразить через x_{cm} — статический прогиб массы под влиянием силы тяжести:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{ng}{x_m}} = \sqrt{\frac{g}{x_{cm}}}.$$

Для акселерометра с рычажной подвеской (см. фиг. III. 24) выражение для собственной частоты имеет вид

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C}{J}} = \sqrt{\frac{mL\ddot{y}_m}{\alpha_m\lambda mL^2}} = \sqrt{\frac{\ddot{y}_m}{x_m\lambda}} = \sqrt{\frac{g}{x_{cm}\lambda}},$$

где $x_m = \alpha_m L$ — максимальное линейное перемещение центра тяжести;

x_{cm} — линейное перемещение центра тяжести под действием силы веса;

α_m — максимальный угол поворота маятника, соответствующий в статике ускорению $\ddot{y}$;

$J = \lambda J_0$ — момент инерции подвижной системы;

$J_0 = mL^2$ — момент инерции, который имел бы маятник, если бы вся масса m подвижной системы была сосредоточена в центре ее тяжести;

λ — коэффициент увеличения момента инерции из-за пространственной протяженности массы;

$C = \frac{mL\ddot{y}_m}{\alpha_m}$ — угловая жесткость пружины.

Наконец, для акселерометра, измеряющего угловые ускорения с диапазоном измерения $\ddot{\varphi}_m$ имеем

$$C = \frac{J\ddot{\varphi}_m}{\alpha_m},$$

откуда собственная частота будет равна

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C}{J}} = \sqrt{\frac{\ddot{\varphi}_m}{\alpha_m}},$$

где α_m — максимальный угол поворота инерционного элемента, отвечающий в статике угловому ускорению $\ddot{\varphi}_m$.

Рассмотрим теперь зависимость динамической ошибки акселерометра от его параметров и условий измерения.

При свободных колебаниях акселерометра (например, при скачкообразном снятии ускорения, если перед этим установилось некоторое постоянное отклонение системы от положения равновесия), в уравнениях (III. 48) и (III. 51) получается одинаковый результат для относительной динамической ошибки:

$$\varepsilon = e^{-\xi\tau}\left(\cos\sqrt{1-\xi^2}\tau + \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin\sqrt{1-\xi^2}\tau\right), \qquad (III.\ 52)$$

где

$$\varepsilon = \frac{x_{уст} - x}{x_{уст}} = \frac{\alpha_{уст} - \alpha}{\alpha_{уст}};$$

$x_{уст}$ и $\alpha_{уст}$ — установившиеся значения x и α;

τ — безразмерное время; $\tau = \omega_0 t$.

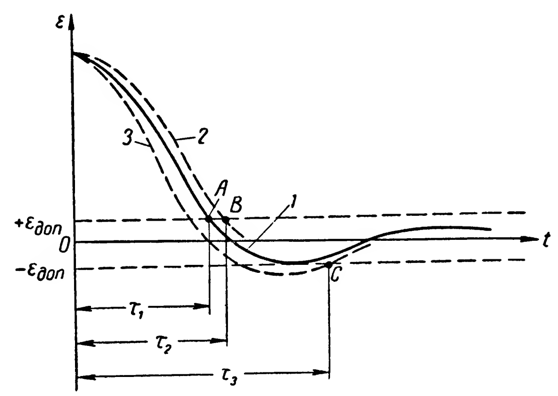
Принимая за длительность переходного процесса $\tau_{пп}$ время, в течение которого динамическая ошибка ε уменьшится до допустимой величины $\pm\varepsilon_{доп}$ и впредь не будет ее превышать, находим оптимальное значение ξ, при котором величина $\tau_{пп}$ будет минимальной.

График безразмерной динамической ошибки $\varepsilon(\tau)$ (фиг. III. 29) показывает, что оптимальным будет такое значение $\xi = \xi_1$, при котором минимум функции (III. 52) после первого перехода ее через нуль соответствует нижней границе допустимой ошибки, т. е. кривой *1* на фиг. III. 29. Этой кривой, в свою очередь, соответствует минимальное время переходного процесса τ_1, при котором кривая *1* входит в зону допустимой ошибки в точке A.

Допустим, что $\xi > \xi_1$. Тогда период колебаний увеличится, функция ε будет описываться кривой *2*, которая раполагается правее кривой *1* и входит в зону допустимых ошибок в точке B, для которой $\tau_2 > \tau_1$.

Если же $\xi < \xi_1$, то, хотя период колебаний уменьшится, но минимум функции выйдет за пределы зоны $\pm \varepsilon_{доп}$ и, следовательно, время τ_3 переходного процесса будет определяться по кривой *3*, вторым ее пересечением с нижней границей зоны в точке *C*, для которой $\tau_3 > \tau_1$.

Итак, задача отыскания оптимального $\xi_{опт}$ сводится к определению такого его значения, при котором первый минимум ε равен $-\varepsilon_{доп}$. Поскольку безразмерный период колебаний, на основании



Фиг. III. 29. К расчету оптимальной степени успокоения при свободных колебаниях.

уравнения (III. 52), равен $\overline{T} = \frac{2\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}$, а первый минимум ε располагается через половину периода, считая от нуля, то искомое условие для оптимального $\xi = \xi_{опт}$ получится, если в уравнении (III. 52) заменить $\tau = \frac{\overline{T}}{2} = \frac{\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}$ и приравнять $\varepsilon = -\varepsilon_{доп}$. Тогда

$$-\varepsilon_{доп} = -e^{-\frac{\pi\xi_{опт}}{\sqrt{1-\xi^2_{опт}}}}$$

или

$$\frac{1}{\varepsilon_{доп}} = e^{\frac{\pi\xi_{опт}}{\sqrt{1-\xi^2_{опт}}}};$$

отсюда

$$\xi_{опт} = \frac{\ln\frac{1}{\varepsilon_{доп}}}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln\frac{1}{\varepsilon_{доп}}\right)^2}}. \qquad \text{(III. 53)}$$

Минимальное значение $\tau = \tau_{min}$ можно найти, подставляя величину $\xi_{опт}$ в уравнение (III. 52) и приравнивая $\varepsilon = +\varepsilon_{доп}$:

$$\varepsilon_{доп} = e^{-\xi_{опт}\tau_{min}}\left(\cos\sqrt{1-\xi^2}\tau_{min} + \right.$$
$$\left. + \frac{\xi_{опт}}{\sqrt{1-\xi^2_{опт}}}\sin\sqrt{1-\xi^2_{опт}}\tau_{min}\right) \qquad \text{(III. 54)}$$

Это уравнение не имеет явного решения относительно τ_{min}, но численно может быть решено для любых значений $\varepsilon_{доп}$ и $\xi_{опт}$.

Действительное минимальное время переходного процесса будет обратно пропорционально собственной частоте. Например, при $\varepsilon_{доп} = 0,1$

$$t_{min} = \frac{\tau_{min}}{\omega_0} = \frac{2,32}{\omega_0}.$$

Для вынужденных колебаний акселерометра ограничимся рассмотрением лишь синусоидального закона изменения входной величины:

$$\ddot{y} = A \sin \omega t,$$

где A — амплитуда входного ускорения;
$\ddot{y}$ (или $\ddot{\varphi}$) — входная величина;
ω — круговая частота.

Установившиеся колебания выходной величины x (или α), определяемые подстановкой $s = j\omega$ в выражение передаточной функции (III. 49), вычисляются по формуле

$$x = -B \sin(\omega t - \delta),$$

где B — амплитуда колебаний выходного сигнала,

$$B = \frac{AT^2}{\sqrt{4\xi^2 T^2 \omega^2 + (1 - T^2\omega^2)^2}}.$$

Обозначив $B_0 = AT^2$, получим коэффициент увеличения амплитуды:

$$\varkappa = \frac{B}{B_0} = \frac{1}{\sqrt{4\xi^2 T^2 \omega^2 + (1 - T^2\omega^2)^2}}. \qquad \text{(III. 55)}$$

Сдвиг фаз выходного сигнала равен

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{2\xi T \omega}{1 - T^2\omega^2}. \qquad \text{(III. 56)}$$

Если сдвиг фаз не регламентирован, то выбор оптимального значения ξ при синусоидальном характере изменения измеряемого ускорения зависит от допустимой ошибки по амплитуде $\pm \varepsilon_{доп}$. В этом случае имеется оптимальное значение $\xi = \xi_{опт}$, при котором полоса пропускания частот $\omega_{пр}$ будет максимальной [1].

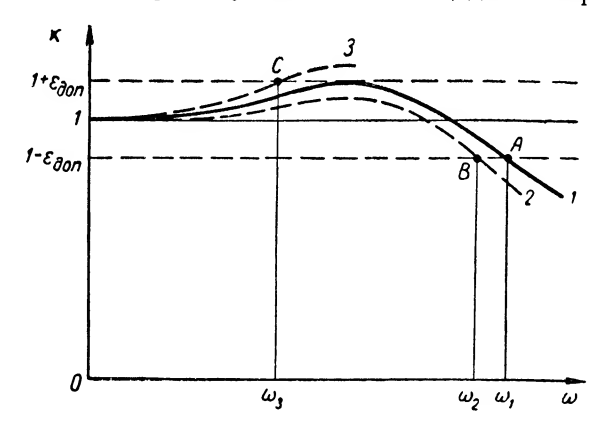
Наибольшей полоса пропускания ω_{max} будет при таком значении $\xi = \xi_1$, при котором максимум амплитудно-частотной характеристики совпадает с верхней границей $(1 + \varepsilon_{доп})$ зоны допустимой динамической ошибки (кривая *1* на фиг. III. 30).

При этом полоса пропускания ω_1 определяется точкой A пересечения кривой *1*, построенной по уравнению III. 55 с нижней границей $(1 - \varepsilon_{доп})$ зоны допустимой ошибки. Эта полоса пропускания ω_1

[1] Полосой пропускания частот назовем такое предельное значение $\omega = \omega_{пр}$, при котором коэффициент $\varkappa$ увеличения амплитуды не выходит за пределы зоны $1 \pm \varepsilon_{доп}$.

и является максимальной. Предположим, что $\xi > \xi_1$. В этом случае функция (III. 55) описывается кривой *2*, ниспадающая ветвь которой проходит левее кривой *1* и пересекает нижнюю границу зоны в точке *B*, для которой $\omega_2 < \omega_1$.

Если же $\xi < \xi_1$, то максимум функции (III. 55) выходит за пределы верхней границы $(1 + \varepsilon_{доп})$ и, следовательно, полоса пропускания будет определяться по кривой *3*. Эта кривая впервые пересекает верхнюю границу зоны в точке *C*, для которой $\omega_3 < \omega_1$.



Фиг. III. 30. К расчету оптимальной степени успокоения при вынужденных колебаниях.

Таким образом, задача отыскания оптимального $\xi = \xi_{опт}$ сводится к нахождению такого значения ξ, для которого максимум функции (III. 55) равен $1 + \varepsilon_{доп}$.

Для нахождения максимума $\varkappa$ произведем в уравнении (III. 55) замену $T\omega = \gamma$ и приравняем нулю первую производную $\varkappa^2$ по γ

$$\frac{d\varkappa}{d\gamma} = -\frac{-4\gamma(1-\gamma^2) + 8\xi^2\gamma}{[(1-\gamma^2)^2 + 4\xi^2\gamma^2]^2} = 0.$$

Первое решение, получаемое при $\gamma = \infty$, соответствует минимуму $\varkappa$. Второе решение, соответствующее максимуму $\varkappa$, получается если приравнять числитель нулю:

$$-4\gamma(1-\gamma) + 8\xi^2\gamma = 0,$$

откуда

$$\gamma^2 = 1 - 2\xi^2.$$

Подставляя полученное значение γ^2 в уравнение (III. 55) и приравнивая $\varkappa = 1 + \varepsilon_{доп}$, находим условие для оптимального коэффициента $\xi = \xi_{опт}$:

$$1 + \varepsilon_{доп} = \frac{1}{\sqrt{4\xi^2_{опт} - 4\xi^4_{опт}}};$$

отсюда

$$\xi_{опт} = \sqrt{\frac{1}{2}\left[1 - \sqrt{1 - \frac{1}{(1+\varepsilon_{доп})^2}}\right]} \approx \sqrt{\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{\varepsilon_{доп}}{2}}}. \quad \text{(III. 57)}$$

Максимальную безразмерную полосу пропускания частот $\gamma = \gamma_{max}$ можно найти, подставляя в уравнение (III. 55) значения $\xi = \xi_{опт}$ и $\varkappa = 1 - \varepsilon_{доп}$:

$$1 - \varepsilon_{доп} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \gamma_{max}^2\right)^2 + 4\xi_{опт}^2 \gamma_{max}^2}};$$

отсюда

$$\gamma_{max}^2 = 1 - 2\xi_{опт}^2 + \sqrt{\left(1 - 2\xi_{опт}^2\right)^2 + \frac{1}{(1-\varepsilon_{доп})^2} - 1}$$

или, выражая значение $\xi_{опт}$ по формуле (III. 57), получим

$$\gamma_{max} \approx 1{,}65 \sqrt[4]{\varepsilon}. \quad \text{(III. 58)}$$

Сложение свободных и вынужденных колебаний. В общем случае колебания измерительной системы акселерометра складываются из свободных и вынужденных колебаний. График переходной функции при этом определяется полным решением дифференциального уравнения (III. 48) или (III. 51) и зависит от характера изменения ускорения, измеряемого акселерометром.

Графики, отражающие реакцию акселерометра на полусинусоидальный, треугольный и квадратный импульс внешнего ускорения, построенные для различных значений ξ, приведены в книге Локка «Управление снарядами», ГИТТЛ, 1957.

Динамические характеристики акселерометра могут быть значительно улучшены с помощью, например, электромеханической обратной связи, описанной в главе XV настоящей книги. При этом можно существенно сократить время переходного процесса акселерометра и соответственно повысить полосу частот пропускания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С., Расчет и конструкция авиационных приборов, Оборонгиз, 1954.
2. Булгаков Б. В., Прикладная теория гироскопов, ГОНТИ, 1939.
3. Граммель Р., Гироскоп, его теория и применение, ИЛ, 1952.
4. Иориш Ю. И., Измерение вибраций, Машгиз, 1956.
5. Козлов А. С., Теория авиационных гироскопических приборов, Оборонгиз, 1956.
6. Крылов А. И., Крутков Ю. А., Общая теория гироскопов и некоторых технических применений, АН СССР, 1932.
7. Локк А. С., Управление снарядами, ГИТТЛ, 1957.
8. Михайлов Д. С., Дорофеев И. Т., Электронавигационные приборы, изд. «Водный транспорт», 1953.
9. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.
10. Стрелков С. П., Введение в теорию колебаний, Гостехиздат, 1950.
11. Тихменев С. С., Теория авиационных приборов, ВВИА им. Жуковского, 1940.

ГЛАВА IV

ДАТЧИКИ

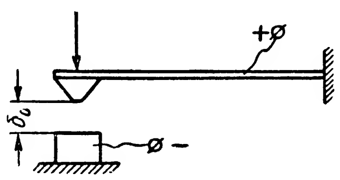
Датчики представляют собой составную часть сложных измерительных устройств и применяются в качестве преобразователей выходной величины элементов сравнения. У современных регуляторов и следящих систем для формирования управляющего сигнала преимущественно используется электрическая энергия[1]. Если выходной величиной является не механическое перемещение, а электрическая величина, то вместо датчика обычно используется схема сравнения. Когда на выходе измерительного устройства должна быть неэлектрическая величина, то в качестве датчика используется один из чувствительных элементов, рассмотренных ранее.

К наиболее распространенным датчикам можно отнести контактные, потенциометрические, тензометрические, фотоэлектрические, индуктивные, индукционные и трансформаторные (в том числе сельсины). Наибольшее применение получили потенциометрические датчики и сельсины, которые поэтому в настоящей главе рассмотрены более подробно.

1. КОНТАКТНЫЕ ДАТЧИКИ

Различают два основных типа контактных датчиков: со скользящим контактом и с изменяющимся зазором между контактами.

У датчиков первого типа имеется токопроводящая ламель, с которой соприкасается один или несколько скользящих контактов. При перемещении ламели относительно контактов на заданную величину электрическая цепь между контактами замыкается.

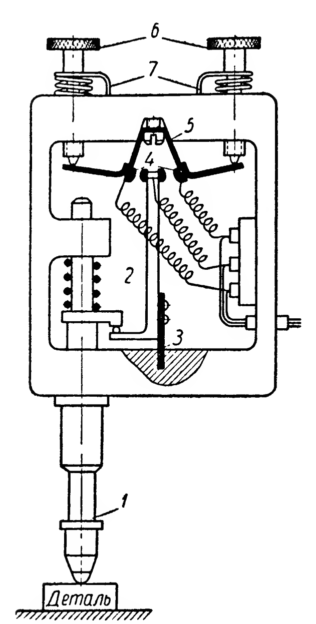


Фиг. IV. 1. Контактный датчик.

Датчик второго типа (фиг. IV. 1) имеет один или два неподвижных контакта, на определенном расстоянии от которых расположен подвижной контакт, связанный

[1] В данной книге в качестве датчиков рассматриваются элементы, входными величинами которых служат механические линейные или угловые перемещения, а входными—электрические сигналы.

с чувствительным элементом. Перемещение чувствительного элемента на заданную величину вызывает замыкание контактов.



Фиг. IV. 2. Электроконтактная головка:

1 — шток; *2* — рычаг с подвижным контактом; *3* и *5* — плоские пружины; *4* — неподвижные контакты; *5* — регулировочные винты; *7* — пружины.

На фиг. IV. 2 приведен пример конструкции электроконтактной головки, срабатывающий при заданном перемещении с точностью до 0,001 *мм*. При расчете динамики массу подвижных частей контактного датчика следует отнести к сопряженному с ним чувствительному элементу.

2. ПОТЕНЦИОМЕТРЫ

Потенциометры представляют собой переменные электрические сопротивления, величина которых зависит от положения токосъемного контакта (щетки).

Характеристики потенциометров в зависимости от того, включены они в электрическую цепь как реостаты или как делители напряжения, выражаются соответственно зависимостями

$$R = f(x)$$

или (VI. 1)

$$U = f(x),$$

где R — выходное сопротивление реостата;

U — выходное напряжение делителя напряжений;

x — перемещение щетки (линейное или угловое).

Характеристики (IV. 1) могут быть линейными и нелинейными.

Выходные сигналы линейных потенциометров пропорциональны перемещению щетки:

$$R = R_n \sigma$$

или (IV. 2)

$$U = U_n \sigma,$$

где R_n — полное сопротивление потенциометра;

U_n — напряжение, подводимое к потенциометру;

σ — относительное перемещение щетки, равное $\sigma = \frac{x}{x_n}$;

x_n — перемещение щетки, при котором $R = R_n$ или $U = U_n$.

Полное сопротивление линейного потенциометра определяется по формуле

$$R_n = \frac{\rho l w}{q}, \qquad \text{(IV. 3)}$$

где ρ — удельное сопротивление материала проволоки;

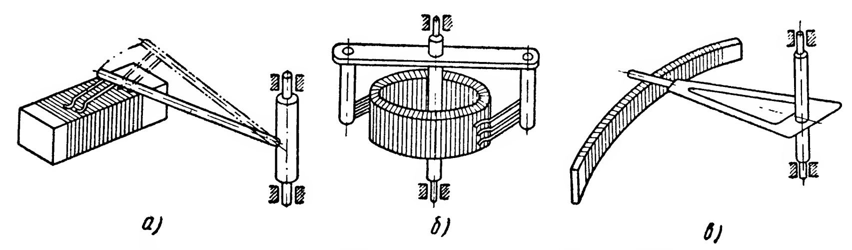
l — длина одного витка;

w — общее число витков;

q — площадь поперечного сечения проволоки.

Конструкции потенциометров. По способу выполнения переменного сопротивления потенциометры делятся на потенциометры непрерывной намотки и ламельные.

В потенциометрах непрерывной намотки (фиг. IV. 3) переменным сопротивлением служит намотанная в один ряд на каркас тонкая проволока, непосредственно по зачищенной поверхности которой скользит щетка. Сопротивление таких потенциометров составляет от нескольких десятков ом до нескольких десятков килоом.



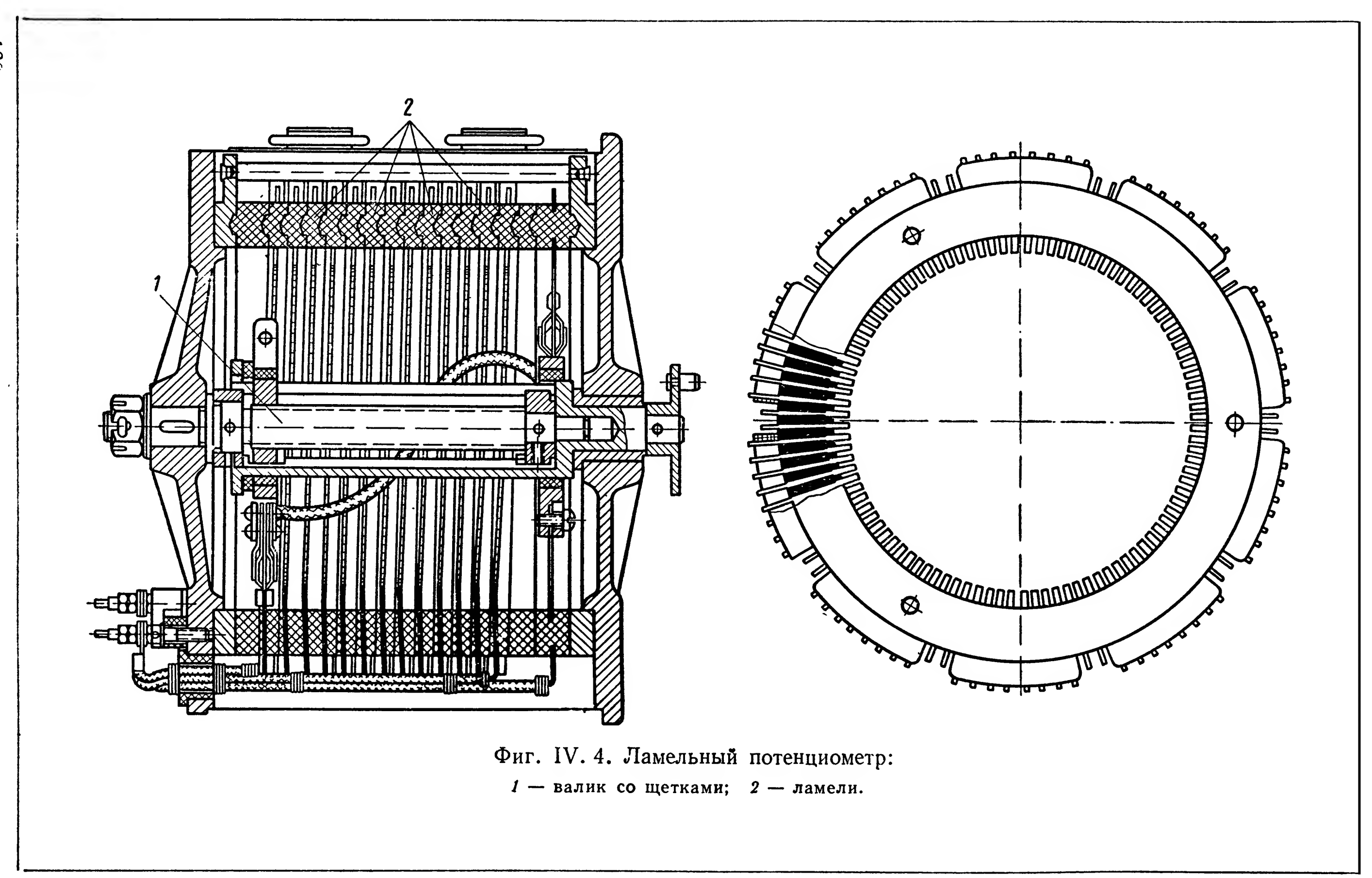
Фиг. IV. 3. Потенциометры непрерывной намотки.

В ламельных потенциометрах (фиг. IV. 4) щетка скользит по контактным ламелям, к которым припаяны постоянные проволочные или другие сопротивления. Они изменяют сопротивление в широких пределах и применяются, когда необходимо получить переменные сопротивления в несколько сотен или тысяч килоом.

Ниже рассматриваются только потенциометры непрерывной намотки, которые получили преобладающее распространение благодаря своей простоте и более плавному изменению сопротивления.

Каркасы потенциометров изготовляются из изоляционных материалов — прессованной пластмассы, гетинакса, текстолита, эбонита, керамики и т. п. Обычно они имеют форму стержня (фиг. IV. 3, *а*), кольца (фиг. IV. 3, *б*) или изогнутой по дуге пластинки (фиг. IV. 3, *в*). Для лучшего отвода тепла применяют металлические каркасы, покрытые непроводящим слоем окисла, получаемого способом анодирования, или изоляционным лаком. Для обмотки потенциометра применяется эмалированная проволока, диаметр которой выбирают в зависимости от требуемого сопротивления и числа витков, начиная от 0,04—0,05 *мм* и выше. Проволока наматывается на каркас, затем обмотка пропитывается лаком и на рабочей поверхности зачищается дорожка, по которой скользит щетка.

Другим вариантом конструкции является гусеничный потенциометр, у которого в качестве каркаса применяется медная или алюминиевая эмалированная проволока диаметром 2—5 *мм* (фиг. IV. 5).

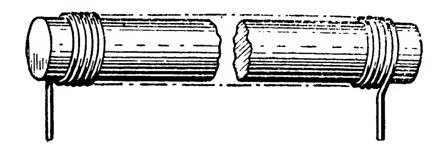


Фиг. IV. 4. Ламельный потенциометр:

1 — валик со щетками; *2* — ламели.

Проволока, применяемая для намотки точных потенциометров, изготовляется из благородных металлов или константана, манганина и нихрома. Неблагородные металлы дешевле, но склонны к окислению и поэтому для получения надежного контакта приходится увеличивать контактное давление до нескольких десятков граммов.

Сплавы на основе благородных металлов (платины, золота, палладия) дают возможность получить надежный контакт при малых контактных давлениях (1 *г* и менее) и применяются в тех случаях, когда задающий чувствительный элемент не допускает больших нагрузок.



Фиг. IV. 5. Гусеничный потенциометр.

Материал щетки должен быть несколько мягче, чем материал обмоточного провода, во избежание перетирания витков при длительной работе потенциометра.

Допустимая плотность тока выбирается в зависимости от материала проволоки и условий охлаждения потенциометра, с учетом силы тока, потребляемого нагрузкой. При непрерывной работе потенциометра с манганиновой или константановой обмоткой перегрев не должен превышать 40—50°, что возможно при плотности тока около 10 *а/мм*² на каркасе из пластмассы и 25—30 *а/мм*² на металлическом каркасе. При использовании благородных металлов перегрев может быть допущен до 70—80°, что возможно при плотности тока около 40—50 *а/мм*² на металлическом каркасе.

При больших токовых нагрузках может оказаться целесообразным поместить потенциометр внутрь камеры, заполненной непроводящей жидкостью (лигроином, минеральным маслом и другими), что улучшает условия охлаждения и дает возможность увеличить плотность тока до 80—100 *а/мм*².

При работе потенциометров в жидкости их износ существенно уменьшается, и поэтому применение таких потенциометров рационально также в тех случаях, когда по условиям работы щетка совершает незатухающие или слабо затухающие колебания.

Рассмотрим некоторые погрешности потенциометров.

Зона нечувствительности. Эта погрешность вызывается тем, что перемещение щетки в пределах одного витка не вызывает изменения выходного сигнала и, следовательно, его выходное сопротивление (или напряжение) изменяется не плавно, а скачкообразно.

Для оценки величины зоны нечувствительности можно воспользоваться характеристикой реального потенциометра, изображаемой в виде ступенчатой линии. Ширина ступени равна шагу t намотки, а высота — сопротивлению r_1 одного витка (фиг. IV. 6). Если принять за идеальную характеристику прямую, проходящую через середины ступенек, то зона нечувствительности в единицах сопротивления составляет

$$\Delta R = \pm \frac{R_n}{2w}, \qquad \text{(IV.4)}$$

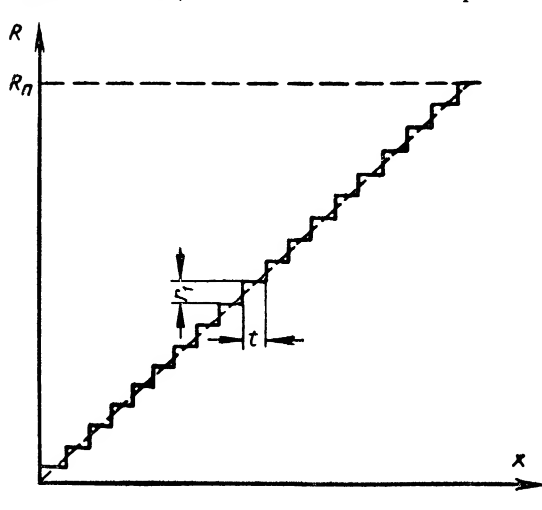
а в относительных единицах

$$\xi = \frac{\Delta R}{R_n} = \pm \frac{1}{2w}, \qquad \text{(IV. 5)}$$

где R_n — полное сопротивление потенциометра;
w — число витков потенциометра.

Следовательно, если задана величина допустимой зоны нечувствительности, то число витков определяется неравенством

$$w \geqslant \frac{1}{2\xi}.$$



Фиг. IV. 6. Характеристика потенциометра.

Если из-за ограниченных размеров не удается разместить достаточное число витков, то иногда применяют специальные конструкции потенциометров, характеризующиеся малой зоной нечувствительности. Один из таких потенциометров представлен на фиг. IV. 7. На поверхности барабана *1* прорезана спиральная канавка, в которую уложен потенциометр *2*. Барабан приводится во вращательное движение от задающей оси *3*, связанной через пару зубчатых колес *4* и *5* с червячным винтом *6*, шаг которого, умноженный на передаточное число зубчатой пары, равен шагу спиральной канавки. При вращении барабана по червяку скользит гайка, несущая токосъемную щетку *7*.

Может применяться также спиральный реохорд, вообще не имеющий зоны нечувствительности. Здесь шаг спиральной канавки значительно уменьшен и в нее вместо гусеничного потенциометра уложена обнаженная проволока.

Фиг. IV. 7. Спиральный потенциометр.

Неравномерность характеристики. Эта погрешность, помимо зоны нечувствительности, зависит также от случайных производственных погрешностей (непостоянства диаметра и удельного сопротивления наматываемого провода, непостоянства шага намотки и натяжения провода и т. п.).

Степень неравномерности характеристики можно определить по формуле

$$\varepsilon = \frac{(R_ф - R_p)}{R_n} 100\%, \qquad (IV.6)$$

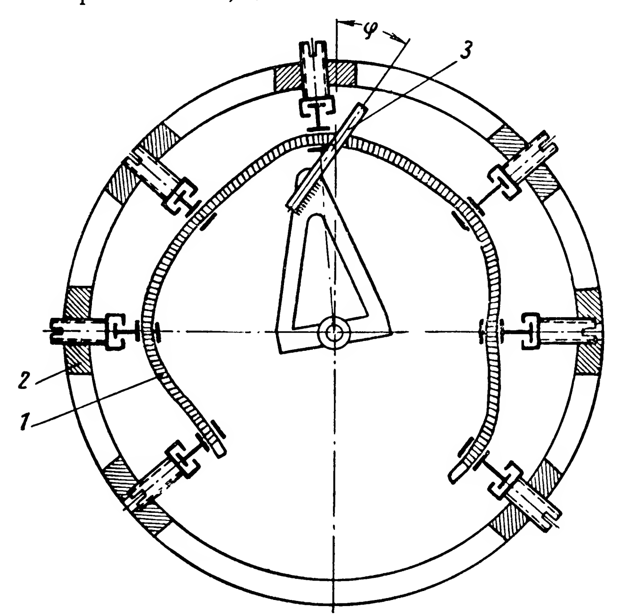
где $R_ф$ — фактическое сопротивление потенциометра, измеряемое в различных точках (при различных перемещениях x щетки);

R_p — расчетное сопротивление потенциометра в тех же точках, равное $R_p = R_n \cdot \frac{x}{x_n}$;

R_n — полное сопротивление потенциометра;

x_n — перемещение, при котором $R_ф = R_n$.

Практически степень неравномерности характеристики у потенциометров среднего класса точности достигает 0,25—0,5%, а у прецизионных не превышает 0,1%.



Фиг. IV. 8. Потенциометр с регулируемой характеристикой.

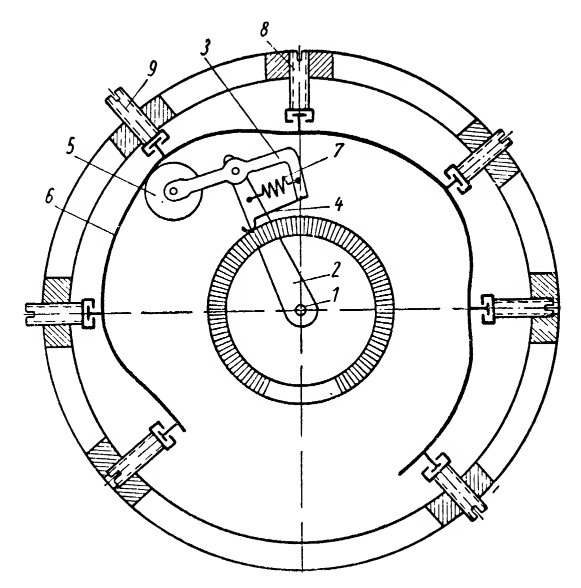
Для повышения точности иногда применяют потенциометры, у которых для намотки используется обнаженный провод со строго фиксированным шагом (с малым зазором между витками). Тем самым устраняются колебания шага намотки, возникающие вследствие неодинакового наружного диаметра (по изоляции) намоточного провода по всей его длине.

Существуют также варианты конструкций потенциометров, в которых линейность характеристики регулируется после его намотки.

На фиг. IV. 8 показан потенциометр, имеющий пластинчатый каркас *1*, опертый на регулировочные винты *2*. При вращении вин-

тов создается местный изгиб потенциометра. Щетка *3* выполнена в виде стержня, скользящего по зачищенному ребру пластинчатого каркаса. Если при заданном угле поворота щетки перемещать регулировочный винт, расположенный вблизи щетки, то сопротивление изменяется, так как точка контактирования перемещается по дуге потенциометра благодаря тому, что щетка *3* припаяна под некоторым углом к радиусу вращения.

Другой вариант потенциометра с механическим корректором показан на фиг. IV. 9. Задающая ось *1* поворачивает водило *2*, на



Фиг. IV. 9. Потенциометр с механическим корректором.

котором шарнирно укреплен рычаг *3*. Рычаг несет щетку *4* и ролик *5*, прижимаемый к гибкой металлической ленте *6* с помощью пружины *7*. Лента *6* может быть изогнута на отдельных участках с помощью поддерживающих ее регулировочных винтов *8* и *9*.

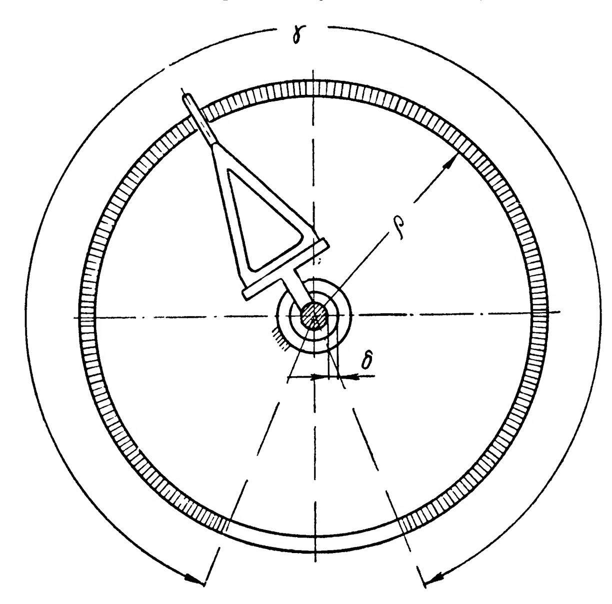
Если лента имеет правильную форму окружности, то при вращении задающей оси *1* щетка *4* поворачивается вместе с водилом на одинаковый угол. Если же профиль ленты отличается от окружности, то ролик *5*, следуя за выпуклостями и впадинами профиля, вынуждает щетку *4* совершать дополнительный поворот относительно водила *2*. Регулируя винтами *8* и *9* величину изгиба ленты, можно компенсировать систематическую неравномерность характеристики потенциометра.

Погрешность потенциометра, возникающая под воздействием люфтов. При неизменном угле поворота задающей оси выходное сопротивление или напряжение может изменяться за счет поступательного перемещения щетки вместе с осью в пределах зазоров между осью и направляющей втулкой (фиг. IV. 10).

Наибольшее изменение выходного сопротивления вследствие люфта определяется по формуле

$$\Delta R = \frac{R_n \delta}{\gamma \rho}, \qquad \text{(IV. 7)}$$

где R_n — полное сопротивление потенциометра;
γ — угол дуги, занимаемый обмоткой;
ρ — радиус от оси вращения до контактной поверхности;
δ — радиальный зазор между осью и втулкой.



Фиг. IV. 10. К расчету погрешности потенциометра от люфта.

Относительная погрешность, возникающая вследствие люфтов, соответственно равна

$$\frac{\Delta R}{R_n} = \frac{\delta}{\gamma \rho}. \qquad \text{(IV. 8)}$$

Для уменьшения таких погрешностей иногда применяют пружины, выбирающие люфт между осью и втулкой.

Погрешность, возникающая вследствие трения. В том случае, если мощность чувствительного элемента, приводящего в движение щетку потенциометра, мала и этот элемент меняет свою характеристику при нагружении, то из-за трения щетки о потенциометр возникает зона застоя, обусловливающая появление погрешности. Крутящий момент, развиваемый чувствительным элементом, представляет собой некоторую функцию измеряемой (регулируемой) величины Z:

$$M = f(Z). \qquad \text{(IV. 9)}$$

Если момент трения в потенциометре равен ΔM_{mp}, то величина приращения крутящего момента, необходимого для преодоления момента трения, определяется по формуле

$$\Delta M = f'(M)\,\Delta Z = \pm \Delta M_{mp}.$$

Отсюда величина зоны застоя, выраженная в единицах измеряемой величины, равна

$$\Delta Z = \pm \frac{\Delta M_{mp}}{f'(M)},$$

где

$$f'(M) = \frac{dM}{dZ}. \qquad (IV.\ 10)$$

Для уменьшения погрешностей, возникающих вследствие трения, применяют такие материалы, которые обеспечивают надежный контакт при малом контактном давлении.

Влияние нагрузки при использовании потенциометров в качестве делителей напряжения. Если потенциометр работает в схеме делителя напряжения, то его выходное напряжение зависит от нагрузки. Из-за этого могут возникнуть дополнительные статические и динамические погрешности.

С т а т и ч е с к а я   п о г р е ш н о с т ь выражается в том, что под влиянием нагрузки возникает добавочная неравномерность характеристики, а д и н а м и ч е с к а я   п о г р е ш н о с т ь возникает в случае, если нагрузка содержит реактивное сопротивление. При этом ток в нагрузке зависит не только от перемещения щетки потенциометра, но также от скорости этого перемещения.

Рассмотрим вначале влияние чисто активной нагрузки на неравномерность характеристики потенциометра.

Наиболее часто применяемые схемы делителей напряжения приведены в таблице IV. I. Во всех схемах через R_1 обозначено сопротивление потенциометра, R_2 — сопротивление нагрузки, R_3 — сопротивления дополнительных шунтов, U_1 — напряжение источника питания, U_2 — напряжение на нагрузке.

На схеме *А* показан простейший делитель напряжений, у которого напряжение U_2 на нагрузке R_2 может изменяться от нуля до максимального значения, не изменяя знака.

На схемах *Б*, *В* и *Г* представлены делители, у которых выходное напряжение U_2 может изменять знак. На схеме *Б* показан делитель напряжения со средней точкой, в котором напряжение U_2 на нагрузке может изменять свой знак при переходе через нуль, на схеме *В* — аналогичный делитель с искусственной средней точкой.

На схеме *Г* представлен делитель напряжения с двойным потенциометром, щетки которого синхронно перемещаются относительно нейтрали на одинаковую величину, благодаря чему крутизна выходного сигнала увеличивается в 2 раза.

Неравномерность характеристики, вызванная влиянием нагрузки, для схемы *А* вычисляется следующим образом.

Таблица IV 1

Характеристики некоторых делителей напряжения

Схема нагружения потенциометра	$R_{вн}$	U_2	$\varepsilon = \frac{U_2 - \sigma U_{2m}}{U_{2m}}$
А U_1 R_1 R_2 U_2	$R_{вн} = R_1\sigma(1-\sigma)$ $0 < \sigma < 1$	$U_2 = \frac{U_1\sigma\alpha}{\sigma(1-\sigma)+\alpha}$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ $U_{2m} = U_1$	$\varepsilon = \frac{\sigma^2(1-\sigma)}{\sigma(1-\sigma)+\alpha}$ $\varepsilon_{max} \approx \frac{4}{27\alpha}$ при $\sigma = \frac{2}{3}$
Б U_1 R_1 R_2 U_2	$R_{вн} = 0{,}5R_1\sigma(1-0{,}5\sigma)$ $-1 < \sigma < 1$	$U_2 = \frac{U_1\sigma\alpha}{\sigma-0{,}5\sigma^2+2\alpha}$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ $U_{2m} = \frac{U_1\alpha}{0{,}5+2\alpha}$	$\varepsilon = \frac{\sigma-2\sigma^2+\sigma^3}{2\sigma-\sigma^2+4\alpha}$ $\varepsilon_{max} \approx \frac{1}{27\alpha}$ при $\sigma = \frac{1}{3}$
В R_3 R_3 R_1 R_2 U_2 U_1	$R_{вн} = 0{,}5R_3 +$ $+ 0{,}25R_1(1-\sigma^2)$ $-1 < \sigma < 1$	$U_2 = \frac{2U_1\sigma\alpha}{2\beta+1-\sigma^2+4\alpha}$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$; $\beta = \frac{R_3}{R_1}$ $U_{2m} = \frac{U_1\alpha}{\beta+2\alpha}$	$\varepsilon = \frac{\sigma(1-\sigma^2)}{2\beta+4\alpha+1-\sigma^2}$ $\varepsilon_{max} = \frac{4}{27(\beta+2\alpha)}$ при $\sigma = \frac{1}{3}$
Г R_1 U_1 R_2 U_2 R_1	$R_{вн} = 0{,}5R_1(1-\sigma^2)$ $-1 < \sigma < 1$	$U_2 = \frac{U_1\sigma\alpha}{0{,}5(1-\sigma)^2+\alpha}$, где $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ $U_{2m} = U_1$	$\varepsilon = \frac{0{,}5\sigma(1-\sigma^2)}{0{,}5(1-\sigma^2)+\alpha}$ $\varepsilon_{max} \approx \frac{4}{27\alpha}$ при $\sigma = \frac{1}{3}$

Выходное напряжение пропорционально току в нагрузке:

$$U_2 = R_2 I_2. \qquad \text{(IV. 11)}$$

Сила тока I_2 в нагрузке определяется при помощи теоремы об эквивалентном генераторе:

$$I_2 = \frac{U_{xx}}{R_{вн} + R_2}, \qquad \text{(IV. 12)}$$

где U_{xx} — напряжение холостого хода эквивалентного генератора (напряжение, снимаемое с делителя при отключенной нагрузке);

$R_{вн}$ — внутреннее сопротивление эквивалентного генератора (сопротивление между выходными клеммами делителя при отключенной нагрузке и закороченном источнике питания; при этом внутренним сопротивлением источника питания пренебрегаем).

Напряжение холостого хода находим по формуле

$$U_{xx} = U_1\sigma, \qquad \text{(IV. 13)}$$

где σ — относительное перемещение щетки.

Внутреннее сопротивление делителя будет равно

$$R_{вн} = R_1\sigma(1 - \sigma). \qquad \text{(IV. 14)}$$

Подставляя уравнения (IV. 12), (IV. 13) и (IV. 14) в уравнение (IV. 11) и обозначая $\frac{R_2}{R_1} = \alpha$, получим

$$U_2 = \frac{U_1\sigma\alpha}{\sigma(1 - \sigma) + \alpha}. \qquad \text{(IV. 15)}$$

Относительная неравномерность характеристики имеет вид

$$\varepsilon = \frac{U_2 - U_{расч}}{U_{2m}}, \qquad \text{(IV. 16)}$$

где U_{2m} — максимальное значение U_2 (при $\sigma = 1$);

$U_{расч}$ — расчетное значение выходного напряжения, для случая когда U_2 изменяется пропорционально σ в пределах от 0 до U_{2m}.

Принимая во внимание, что $U_{2m} = U_1$, а $U_{расч} = \sigma U_{2m} = \sigma U_1$, перепишем выражение (IV. 16) следующим образом:

$$\varepsilon = \frac{U_2}{U_1} - \sigma. \qquad \text{(IV. 17)}$$

Подставив уравнение (IV. 15) в формулу (IV. 17), получим окончательное выражение для неравномерности выходного сигнала, вызванной влиянием нагрузки:

$$\varepsilon = \frac{\sigma\alpha}{\sigma(1-\sigma) + \alpha} - \sigma = -\frac{\sigma^2(1 - \sigma)}{\sigma(1-\sigma) + \alpha}. \qquad \text{(IV. 18)}$$

Знак минус свидетельствует о том, что действительный сигнал будет меньше расчетного.

Упростим выражение (IV. 18), учитывая, что сопротивление нагрузки обычно значительно больше сопротивления потенциометра ($\alpha \gg 1$). Поэтому в знаменателе выражения (IV. 18) можно пренебречь произведением $\sigma(1 - \sigma)$, которое ни при каких значениях не превышает 0,25.

Приближенно неравномерность выходного сигнала определяется по формуле

$$\varepsilon \approx -\frac{\sigma^2(1-\sigma)}{\alpha}. \qquad \text{(IV. 19)}$$

Максимальное значение ошибки находим, приравнивая ее производную нулю:

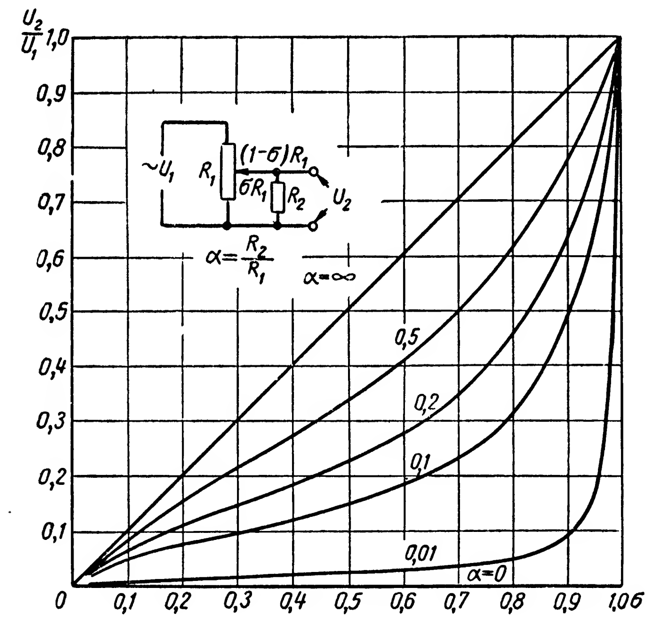
$$\frac{d\varepsilon}{d\sigma} = -\frac{2\sigma - 3\sigma^2}{\alpha} = 0,$$

откуда $\sigma = \frac{2}{3}$.

Подставляя значение σ в уравнение (IV. 19), находим окончательно

$$\varepsilon_{max} \approx -\frac{4}{27\alpha}. \qquad \text{(IV. 20)}$$

Выражения для неравномерности выходного сигнала (обусловленной влиянием нагрузки) для остальных схем приведены в таблице,



Фиг. IV. 11. Характеристика выходного сигнала нагруженного потенциометра.

обозначения коэффициентов в которой для всех схем одинаковы, а именно: $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$; $\beta = \frac{R_3}{R_1}$; $\sigma = \frac{x}{x_m}$.

На фиг. IV. 11 показана характеристика выходного сигнала U_2 для схемы A при различных значениях α, построенная по формуле (IV. 15). Аналогичные графики могут быть построены для остальных схем с помощью формул, приведенных в табл. IV. I.

Динамические погрешности, возникающие при наличии реактивных сопротивлений в цепи нагрузки, могут быть определены исходя из следующих соображений.

Допустим, нагрузка представляет собой комплексное сопротивление, которое в операторной форме изображается в виде

$$Z_2 = R_2 + Ls + \frac{1}{Cs},$$

где R_2, L и C — последовательно соединенные активное сопротивление, индуктивность и емкость.

Применяя теорему об эквивалентном генераторе, определяем силу тока в нагрузке:

$$I_2 = \frac{U_{xx} Cs}{(R_{вн} + R_2) Cs + LCs^2 + 1}. \qquad \text{(IV. 21)}$$

В частном случае, для индуктивной нагрузки, получим

$$I_2 = \frac{U_{xx}}{R_{вн} + R_2} \cdot \frac{1}{Ts + 1}, \qquad \text{(IV. 22)}$$

где $T = \frac{L}{R_{вн} + R_2}$ — постоянная времени.

Учитывая, что $U_{xx} = a\sigma$, где a — коэффициент пропорциональности, равный $a = 1$ для схем $А$, $Г$ и $a = 0{,}5$ для схем $Б$, $В$, получим

$$I_2 = \frac{a\sigma}{R_{вн} + R_2} \cdot \frac{1}{Ts + 1}.$$

Принимая σ за входную, а силу тока I_2 в нагрузке — за выходную величину, определим передаточную функцию делителя напряжений:

$$KW(s) = \frac{k}{Ts + 1}, \qquad \text{(IV. 23)}$$

где $k = \frac{a}{R_{вн} + R_2}$; величина $R_{вн}$, необходимая для подсчета значений k и T, определяется по приведенной выше таблице.

Передаточный коэффициент k и постоянная времени T являются величинами непостоянными, так как величина $R_{вн}$ зависит от σ; но практически принимают $R_{вн} \ll R_2$ и, кроме того, при малых вариациях σ, что характерно для регуляторов, можно приближенно считать $R_{вн} = \text{const}$ и соответственно $k = \text{const}$ и $T = \text{const}$.

Влияние нагрузки при использовании потенциометров в следящих системах. На фиг. IV. 12 представлена часто встречающаяся на практике следящая система, у которой R_1 — задающий потенциометр, R_2 — потенциометр обратной связи, $R_н$ — сопротивление нагрузки. Через U_1 и $U_н$ обозначены напряжения на потенциометрах и нагрузке.

Функции нагрузки $R_н$ обычно выполняет входное сопротивление усилителя или реле. Если это сопротивление значительно больше, чем R_1 и R_2, то потенциометры практически работают в режиме холостого хода и сигнал ошибки зависит только от величины рассогласования щеток потенциометров. Положение щетки задающего потенциометра на сигнал ошибки в этом случае не влияет.

Если сопротивление $R_н$ соизмеримо с величинами R_1 и R_2, то сигнал ошибки зависит не только от рассогласования, но также и от положения щетки потенциометра R_1, а также от соотношения между сопротивлениями R_1, R_2 и $R_н$.

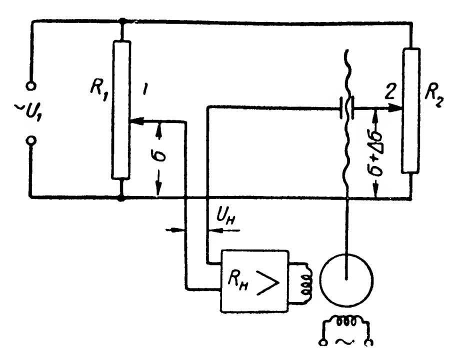
Для того чтобы выяснить влияние сопротивления нагрузки на чувствительность системы, найдем напряжение на нагрузке при относительном перемещении щетки *1* задающего потенциометра на величину σ (относительно нижней клеммы) и при перемещении щетки *2* потенциометра обратной связи на величину $\sigma + \Delta\sigma$ (где $\Delta\sigma$ — величина рассогласования щеток).

Потенциалы щеток *1* и *2* относительно нижней клеммы будут соответственно равны $U_1 = U\sigma$ и $U_2 = U(\sigma + \Delta\sigma)$, а сигнал ошибки при холостом ходе (без нагрузки) определяется по формуле

$$U_{xx} = U_2 - U_1 = U\Delta\sigma. \quad \text{(IV. 24)}$$

Чувствительность системы при холостом ходе равна сигналу ошибки на единицу рассогласования:

$$K_{xx} = \frac{U_{xx}}{\Delta\sigma} = U. \quad \text{(IV. 25)}$$



Фиг. IV. 12. Потенциометрическая следящая система.

Для определения сигнала ошибки при нагрузке воспользуемся теоремой об эквивалентном генераторе:

$$I_н = \frac{U_{xx}}{R_{вн} + R_н}, \quad \text{(IV. 26)}$$

где $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление схемы при отключенной нагрузке и закороченном источнике питания, сопротивлением которого пренебрегаем;

$$R_{вн} = R_1\sigma(1-\sigma) + R_2(\sigma+\Delta\sigma)(1-\sigma-\Delta\sigma) =$$
$$= R_1[\sigma(1-\sigma)(1+\beta) + \beta\Delta\sigma(1-2\sigma-\Delta\sigma)], \quad \text{(IV. 27)}$$

где $\beta = \frac{R_2}{R_1}$.

Подставляя выражения (IV. 24) и (IV. 27) в формулу (IV. 26) и умножая $I_н$ на $R_н$, получим напряжение на нагрузке:

$$U_н = I_н R_н = \frac{U\Delta\sigma R_н}{R_1[\sigma(1-\sigma)(1+\beta) + \beta\Delta\sigma(1-2\sigma-\Delta\sigma)] + R_н} =$$

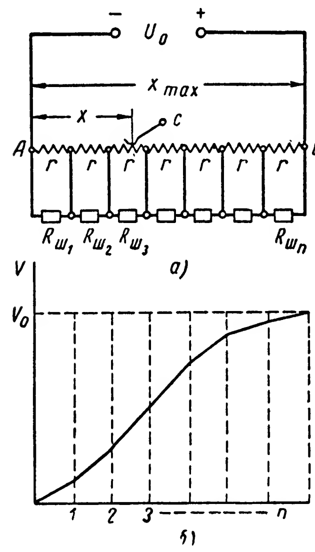
$$= \frac{U\Delta\sigma}{\frac{1}{\alpha}[\sigma(1-\sigma)(1+\beta) + \beta\Delta\sigma(1-2\sigma-\Delta\sigma)] + 1}, \quad \text{(IV. 28)}$$

где $\alpha = \frac{R_н}{R_1}$.

Чувствительность схемы при наличии нагрузки равна

$$K_н = \lim_{\Delta\sigma \to 0} \left(\frac{U_н}{\Delta\sigma} \right) = \frac{U}{\frac{\sigma}{\alpha}(1-\sigma)(1+\beta)+1}. \qquad \text{(IV. 29)}$$

При $\sigma = 0$ и $\sigma = 1$ чувствительность системы от нагрузки не зависит, так как при положении заданной щетки *1* в начале потенциометра или в конце его получим $K_н = U = K_{хх}$.



Фиг. IV. 13. Секционированный потенциометр:

а — схема включения шунтов; *б* — диаграмма распределения потенциалов; *A*, *B* — крайние точки потенциометра; *C*—щетка; *n* — число секций; *r*—сопротивление одной секции; $R_{ш1}, \ldots, R_{ш}$— шунты: *x* — перемещение щетки; x_{max} — максимальное перемещение щетки; U_0—напряжение питания.

Наименьшая чувствительность будет при $\sigma = 0{,}5$, т. е. когда задающая щетка *1* располагается посредине потенциометра:

$$K_{н\min} = \frac{U}{\frac{1+\beta}{4\alpha}+1} = \frac{K_{xx}}{\frac{1+\beta}{4\alpha}+1}.$$

Степень уменьшения чувствительности схемы по сравнению с холостым ходом в этом случае определяется по формуле

$$\zeta = \frac{K_{xx}}{K_{н\min}} = \frac{1+\beta}{4\alpha} + 1.$$

Например, если оба потенциометра имеют одинаковые сопротивления ($\beta = 1$), а нагрузка имеет такое же сопротивление, как и потенциометры ($\alpha = 1$), то степень уменьшения чувствительности равна

$$\zeta = \frac{1+1}{4} + 1 = 1{,}5.$$

Функциональные потенциометры [1]. Потенциометры с переменным шагом намотки изготовляются на специальных намоточных машинах с профилированными кулачками для изменения шага намотки по определенному закону.

Характеристика такого потенциометра может быть определена по формуле

$$R = r_1 \int_0^x \frac{dx}{t(x)}, \qquad \text{(IV. 30)}$$

где r_1 — сопротивление одного витка;
$t(x)$ — шаг намотки в функции перемещения щетки.

Потенциометры с переменной длиной витка получаются путем намотки проволоки с постоянным шагом на профилированный каркас,

[1] Более подробно см. главу XX.

сечение которого изменяется по определенному закону. Характеристика реостата определяется в этом случае по формуле

$$R = r_0 \int_0^x l(x)\,dx, \qquad \text{(IV. 31)}$$

где r_0 — сопротивление провода на единицу его длины;
$l(x)$ — длина одного витка в функции перемещения щетки.

Секционированный потенциометр получается в результате шунтирования отдельных участков линейного потенциометра сопротивлениями различной величины (фиг. IV. 13).

Напряжение, снимаемое с такого потенциометра, изменяется по закону ломаной линии, который при достаточно большом количестве шунтов может близко совпадать с заданной нелинейной характеристикой.

Если потенциометр разделен на равные по длине участки, величина шунта для каждого из них может быть найдена по формуле

$$R_{шi} = \frac{r}{\dfrac{\left[\dfrac{d}{dx} U(x)\right]_{x=\frac{m-0{,}5}{n}}}{\left[\dfrac{d}{dx} U(x)\right]_{x=\frac{i-0{,}5}{n}}} - 1}, \qquad \text{(IV. 32)}$$

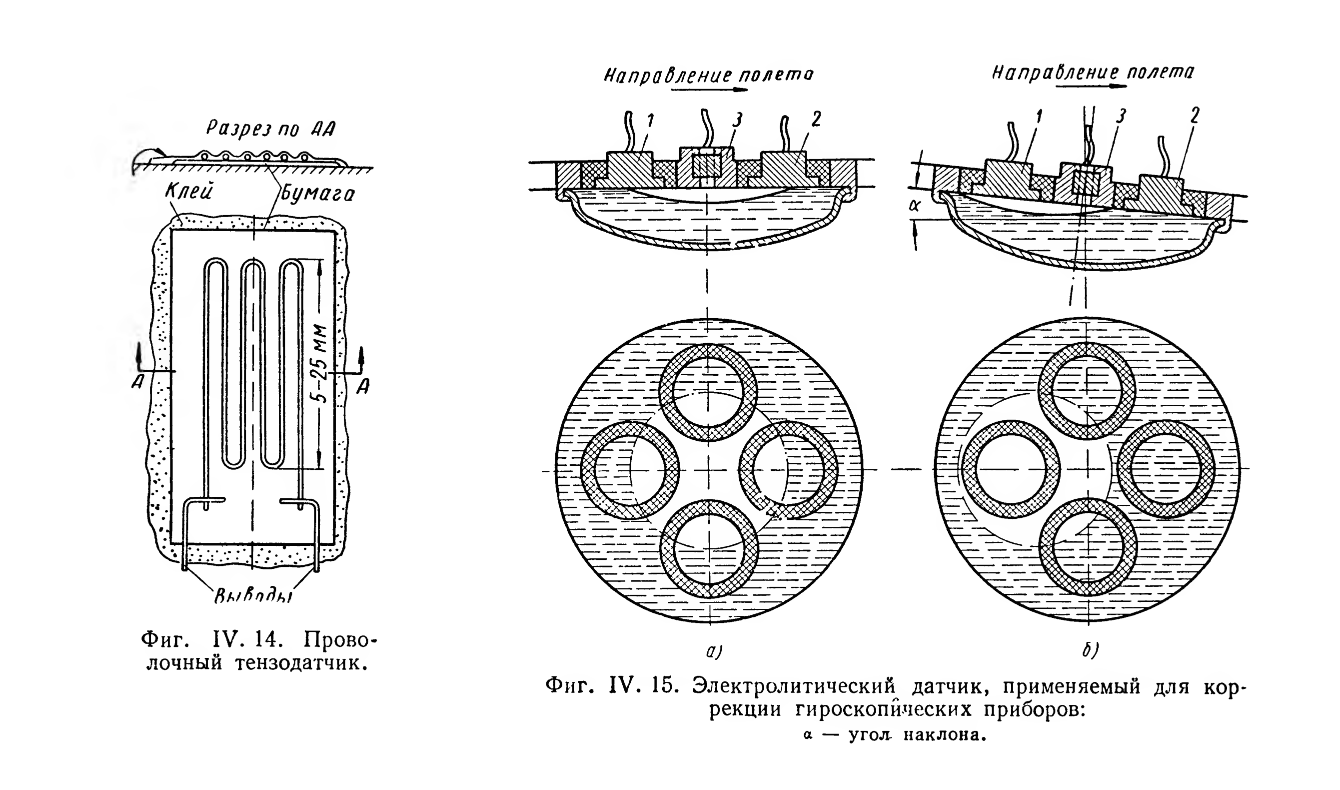
где r — сопротивление незашунтированного участка потенциометра;
n — общее число участков;
m — номер участка с наибольшей крутизной характеристики;
i — номер участка, для которого определяется значение $R_{шi}$;
x — относительное перемещение щетки;
$U(x)$ — заданный закон изменения напряжения, снимаемого с потенциометра.

Масса подвижных частей потенциометра обычно мала и поэтому практически не влияет на динамическую характеристику системы регулирования.

3. ПРОВОЛОЧНЫЕ ТЕНЗОДАТЧИКИ

Проволочные тензодатчики представляют собой безынерционные устройства и используются для преобразования малых (сотые и тысячные доли миллиметра) деформаций в электрический сигнал. Они изготовляются чаще всего из константановой проволоки диаметром 0,02—0,05 *мм*. Проволока приклеивается змейкой к небольшой полоске папиросной бумаги, на которую сверху наклеивается второй слой папиросной бумаги (фиг. IV. 14).

Тензодатчик наклеивается на поверхность деформируемого элемента таким образом, чтобы прямолинейные участки проволоки растягивались или сжимались в соответствии с деформацией элемента.



Фиг. IV. 14. Проволочный тензодатчик.

Фиг. IV. 15. Электролитический датчик, применяемый для коррекции гироскопических приборов:
α — угол наклона.

Чувствительность проволочных тензодатчиков характеризуется их безразмерным передаточным коэффициентом, т. е. отношением относительного изменения сопротивления к относительной деформации:

$$k = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}}.$$

Чувствительность константанового датчика равна $k \approx 2$.

Изменение сопротивления тензодатчиков не превышает долей процента и поэтому необходимы значительное усиление сигнала, тщательная нулевая настройка и хорошая температурная компенсация. Для усиления пользуются схемами переменного тока, работающими по принципу амплитудной модуляции.

В последнее время начинают применяться также пластинчатые тензодатчики, характеризующиеся большей выходной мощностью.

4. ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

Действие электролитического датчика основано на изменении электропроводности раствора электролита в зависимости от расстояния между электродами.

Во избежание электролиза необходимо, чтобы эти датчики работали только в цепях переменного тока. Электрическое сопротивление электролита в значительной степени зависит от концентрации раствора.

Температурный коэффициент электролитических датчиков очень велик и при нормальной температуре достигает для кислот 0,016, для оснований 0,019, для солей 0,024.

На фиг. IV. 15 показан пример конструкции дифференциального электролитического датчика. Герметичная камера датчика заполнена электролитом неполностью, и в ней остается воздушный пузырь.

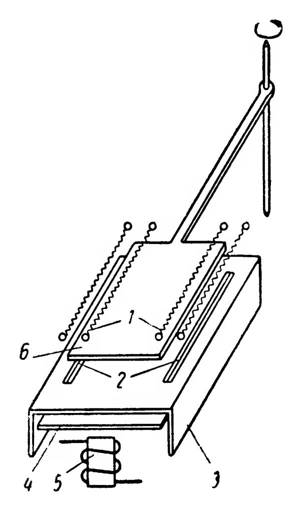
В верхней части камеры имеются четыре боковых электрода, изолированных от металлического корпуса *3* (фиг. IV. 15).

Когда камера располагается в горизонтальном положении (фиг. IV. 15, *а*), пузырек расположен посредине и электрическая цепь между боковыми электродами и корпусом разомкнута. При наклоне камеры вправо (фиг. IV. 15, *б*) пузырек перемещается влево, и при этом замыкается электрическая цепь между корпусом *3* и боковым электродом *2*. При наклоне влево замыкается электрическая цепь между корпусом и электродом *1*.

5. БОЛОМЕТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

Болометрический датчик для измерения перемещений (фиг. IV. 16) состоит из спиралей *1*, изготовленных из никелевых проволочек с большим температурным коэффициентом электрического сопротивления. Спирали помещены над щелями *2*, прорезанными в камере, в которой имеется также мембрана *4*, выполняющая вместе

с электромагнитом *5* роль воздуходувки. Между спиралями *2* и щелями расположен флажок *6*, перемещение которого играет роль входного воздействия. Спирали включены в плечи мостовой измерительной схемы, и по ним пропускается постоянный ток, нагревающий спирали. Питание электромагнита *5* осуществляется переменным током, под действием которого мембрана *4* колеблется и посылает через щели *2* две пульсирующие воздушные струи, охлаждающие спирали *1*. Когда флажок *6* находится в среднем положении, средние спирали имеют одинаковую температуру (около 200°) и мост сбалансирован. При перемещении флажка один из охлаждающих потоков уменьшается, другой увеличивается, в результате чего одна спираль нагревается сильнее, а другая слабее, их сопротивление изменяется и мост разбалансируется. Датчик характеризуется высокой чувствительностью и практическим отсутствием обратного воздействия. Перемещения флажка на 0,03—0,05 *мм* достаточно для полного разбаланса мостовой схемы.



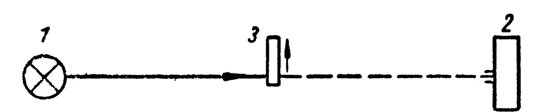
Фиг. IV. 16. Болометрический датчик.

При использовании этого датчика в системах регулирования следует учитывать тепловую инерцию спиралей (постоянная времени примерно 0,2—0,5 сек.).

Передаточная функция болометрического датчика может быть получена аналогично передаточной функции термопары по уравнению (II. 46).

6. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

На фиг. IV. 17 показана принципиальная схема фотоэлектрического датчика. Источник света *1* посылает параллельный пучок света на фотоэлемент *2*. Между источником и фотоэлементом помещен



Фиг. IV. 17. Схема фотоэлектрического датчика.

подвижной экран *3*, при перемещении которого изменяется освещенность, а следовательно, и электрический сигнал фотоэлемента.

Различают три типа фотоэлементов: с внешним фотоэффектом, с внутренним фотоэффектом и с запирающим слоем.

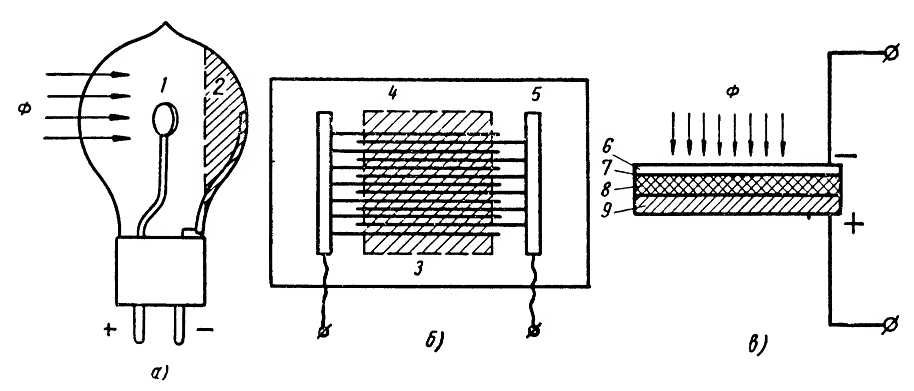
Фотоэлементы с внешним фотоэффектом. Такой фотоэлемент (фиг. IV. 18, *а*) представляет собой вакуумный или заполненный газом (обычно аргоном) стеклянный баллон, внутри которого расположен анод *1*, имеющий форму круглой пластинки, и катод *2* в виде

фоточувствительного кислородно-цезиевого или сурьмяно-цезиевого слоя, нанесенного на внутреннюю поверхность баллона.

При освещении фотоэлемента из катода освобождаются электроны и в случае приложения анодного напряжения от внешнего источника питания возникает фототок *Ф*, пропорциональный световому потоку.

Газонаполненные фотоэлементы более чувствительны, чем вакуумные, однако они характеризуются большей инерционностью и их характеристики в значительной степени зависят от напряжения и температуры

Фотоэлементы с внутренним фотоэффектом. Такие фотоэлементы (фиг. IV. 18, *б*) иначе называются фотосопротивлениями. Они имеют



Фиг. IV. 18. Типы фотоэлементов:

а — с внешним фотоэффектом; *б* — с внутренним фотоэффектом; *в* — с запирающим слоем; *1* — анод; *2* — катод; *3* — слой металла; *4* и *5* — проводники; *6* — слой золота; *7* — запирающий слой; *8* — слой селена; *9* — железная пластинка.

решетку, составленную из тонких проводников *4* и *5*, на которую нанесен тонкий слой сернистого свинца, сернистого висмута или сернистого кадмия. В зависимости от освещенности изменяется внутреннее сопротивление датчика, а следовательно, и сила тока в цепи при подаче напряжения от внешнего источника. Зависимость фототока от освещенности нелинейна: при малой освещенности чувствительность наибольшая, а с увеличением освещенности она снижается. При постоянной освещенности внутреннее сопротивление большинства фотосопротивлений не зависит от напряжения, т. е. сила тока пропорциональна напряжению их. Фотосопротивления из сернистого свинца малоинерционны. Характеристики их в значительной степени зависят от температуры.

Фотоэлементы с запирающим слоем. Запирающий слой размещается между слоями полупроводящего и проводящего веществ и служит для их разделения. Под влиянием светового потока элементы перемещаются из освещенного вещества и проникают через запирающий слой в другое вещество. В результате этого во внешней цепи возникает фототок. Фотоэлементы данного типа работают с внешним источником питания.

Наиболее распространены селеновые фотоэлементы с запирающим слоем (фиг. IV. 18, *в*), состоящие из железной пластинки *9*, на которую наносится слой селена *8* и затем тонкий полупрозрачный слой золота *6*. Запирающий слой *7* образуется на поверхности селена, на границе с пленкой золота. При малом внешнем сопротивлении электрической цепи фототок приблизительно пропорционален световому потоку. С увеличением светового потока внутреннее сопротивление и чувствительность уменьшаются. Фотоэлементы данного типа малоинерционны, но их характеристики в значительной степени зависят от температуры.

7. ЕМКОСТНЫЕ ДАТЧИКИ

Емкостный датчик обычно представляет собой плоский или цилиндрический конденсатор, между пластинами которого располагается диэлектрик (воздух или токонепроводящая жидкость).

Для измерения малых ли..ейных перемещений, составляющих доли миллиметра, используют плоский конденсатор с переменным зазором (фиг. IV. 19, *а*). Характеристика такого датчика имеет вид

$$C = \frac{\varepsilon F}{\delta_0 + x} \text{ фарад}, \qquad \text{(IV. 33)}$$

где δ_0 — начальный зазор в *см*;

x — перемещение в *см*;

ε — диэлектрическая проницаемость среды, равная $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ ($\varepsilon_0 = 8{,}86 \cdot 10^{-14}$ *фарад* — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума);

ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды;

F — рабочая поверхность пластины в *см*^{2}.

Конденсатор включается в качестве пассивного элемента в электрическую схему, питаемую переменным током. Функции выходной координаты датчика выполняет емкость C или емкостное сопротивление конденсатора $X = \frac{1}{2\pi f C}$ (f — частота переменного тока).

При измерении угловых перемещений используют обычно конденсатор с постоянным зазором и переменной рабочей площадью пластин (фиг. IV. 19, *б*).

Характеристика такого датчика описывается формулой

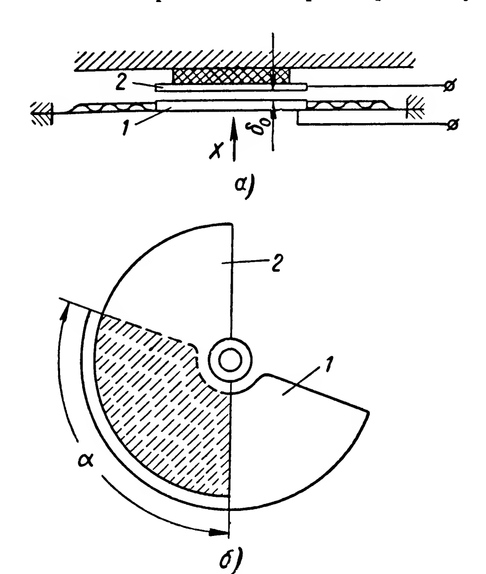
$$C = \frac{\varepsilon (F_0 + \alpha\psi)}{\delta_0}, \qquad \text{(IV. 34)}$$

где F_0 — начальная площадь перекрытия пластин;

ψ — изменение площади на единицу угла поворота.

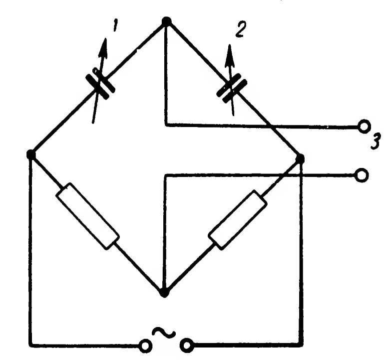
В зависимости от применяемых материалов в емкостных датчиках получается бóльшая или меньшая погрешность при изменении внешних условий. На работе этих датчиков особенно сказываются изменения температуры и влажности окружающей среды.

Для того чтобы уменьшить влияние непостоянства параметров внешней среды на характеристику датчика, часто применяют дифференциальные схемы включения емкостных датчиков в разные плечи моста (фиг. IV. 20). Оба датчика при этом находятся в зоне одинаковой температуры и влажности, и поэтому влияние их изменения на выходном сигнале не сказывается.



Фиг. IV. 19. Емкостный датчик:

а — с переменным зазором; *б* — с переменной площадью; *1* — подвижная обкладка; *2* — неподвижная обкладка; δ_0 — начальный зазор; *x* — перемещение; α — угол поворота.



Фиг. IV. 20. Схема дифференциального емкостного датчика:

1 и *2* — емкостные датчики; *3* — выход.

Основные функции датчика обычно выполняет один из конденсаторов, тогда как второй в это время служит задатчиком.

8. ИНДУКТИВНЫЕ ДАТЧИКИ

Индуктивные датчики по выходному параметру можно разделить на две группы: а) датчики с переменным коэффициентом самоиндукции и б) датчики с переменным коэффициентом взаимной индукции (трансформаторные датчики).

Датчики с переменным коэффициентом самоиндукции. Датчик этого типа представляет собой электромагнитный дроссель, коэффициент самоиндукции которого изменяется в зависимости от перемещения одной из подвижных деталей (якоря, сердечника и др.).

Коэффициент самоиндукции дросселя приближенно определяется по формуле

$$L = \frac{0{,}4\pi w^2}{R_0 + R_м} \cdot 10^{-8} \text{ гн}, \qquad \text{(IV. 35)}$$

где w — число витков обмотки дросселя;

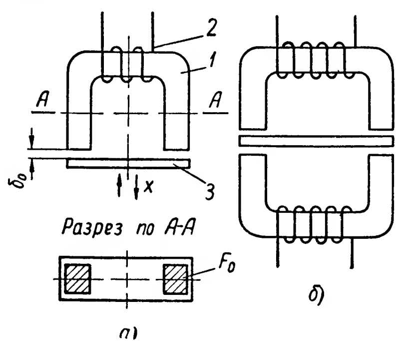
R_0 — магнитное сопротивление воздушного зазора;

$R_м$ — магнитное сопротивление остальной части магнитопровода.

Коэффициент самоиндукции L может изменяться в результате изменения величин R_0 или $R_м$.

У простейшего индуктивного датчика с переменным воздушным зазором (фиг. IV. 21) статор *1* имеет неподвижную обмотку *2*, включенную в качестве пассивного элемента в электрическую цепь, питаемую переменным током.

Роль входного воздействия в данном случае играет перемещение x якоря *3*. Выходной координатой является индуктивность L или индуктивное сопротивление обмотки $X = 2\pi f L$, где f — частота переменного тока.



Фиг. IV. 21. Индуктивный датчик с переменным воздушным зазором:

а — датчик простейшего типа; *б* — дифференциальный датчик; *1* — статор; *2* — обмотка; *3* — якорь; δ_0 — начальный зазор; F_0 — площадь воздушного зазора; x — перемещение якоря.

Зависимость L от x для датчика, показанного на фиг. IV. 21, выражается формулой

$$L = \frac{0{,}4\pi w^2}{\frac{2(\delta_0 + x)}{F_0} + R_м} 10^{-8}, \quad \text{(IV. 36)}$$

где δ_0 — начальный зазор между якорем и сердечником в *см*;

F_0 — расчетная площадь воздушного зазора в *см*^{2}.

Величина зазора обычно составляет 0,01—0,05 *см*.

Если пренебречь значением $R_м$, что допустимо при ненасыщенном магнитопроводе и достаточно большом зазоре, то можно приближенно считать, что выходная координата обратно пропорциональна зазору $(\delta_0 + x)$:

$$L \approx \frac{0{,}2\pi w^2 F_0}{\delta_0 + x} 10^{-8}. \quad \text{(IV. 37)}$$

Недостатками рассматриваемого датчика являются нелинейная характеристика и наличие обратного воздействия вследствие притяжения якоря сердечником.

Сила притяжения примерно пропорциональна квадрату проходящего по обмотке электрического тока

$$P = \frac{1}{981} \cdot \frac{1}{8\pi} \cdot \frac{1}{2F_0} \left[\frac{0{,}4\pi I w}{R_м + \frac{2(\delta_0 + x)}{F_0}} \right]^2 \text{ г}. \quad \text{(IV. 38)}$$

Для получения более линейной характеристики и уменьшения обратного воздействия применяют дифференциальный индуктивный датчик (фиг. IV. 13, *б*).

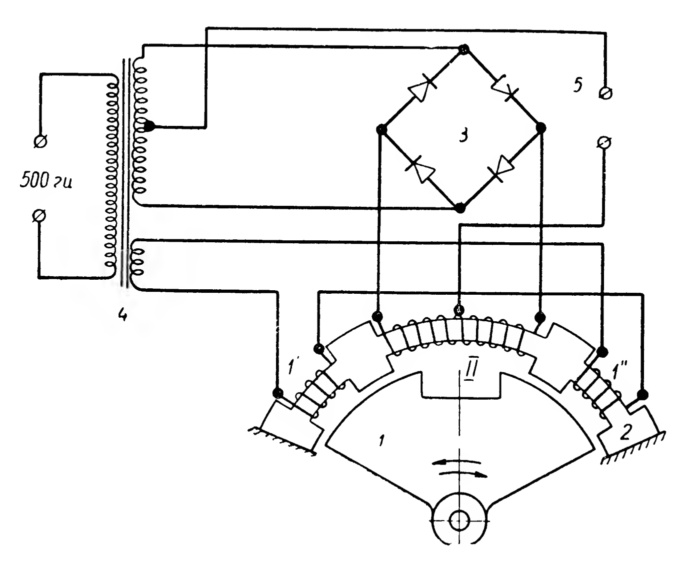
При перемещении якоря индуктивность одной обмотки увеличивается, а индуктивность другой уменьшается.

Обмотки включаются в дифференциальную или мостовую электрическую схему таким образом, чтобы когда якорь находится в среднем (нулевом) положении, сигнал на выходе электросхемы был равен

нулю. При переходе выходного сигнала через нуль фаза выходного напряжения изменяется на 180°.

Датчики с переменным зазором используют при малых перемещениях, составляющих десятые и сотые доли миллиметра.

Датчики с переменным коэффициентом взаимной индукции (трансформаторные датчики). У датчиков этого типа обычно имеется два или более электрических контура, между которыми существует магнитная связь. Коэффициент взаимной индукции этих контуров изменяется в зависимости от перемещения какой-либо части устройства.



Фиг. IV. 22. Дифференциальный трансформаторный датчик:

I' и *I"* — первичные обмотки; *II* — вторичная обмотка; *1* — якорь; *2* — статор; *3* — выпрямитель; *4* — трансформатор; *5* — выход.

Один из контуров является первичным, и к нему подводится переменный ток от источника питания. Во вторичном контуре наводится э. д. с., величина которой изменяется в зависимости от изменения коэффициента взаимной индукции.

Таким образом, выходной координатой датчиков этого типа можно считать либо коэффициент M взаимной индукции, либо напряжение U_2, снимаемое со вторичной обмотки при постоянном напряжении U_1 на первичной обмотке.

У дифференциального трансформаторного датчика, применяемого для ввода малых угловых перемещений (фиг. IV. 22), обмотки *I'* и *I"* являются первичными и питаются переменным током. Когда якорь находится в нейтральном положении, э. д. с., наведенные во вторичной обмотке *II*, равны нулю, так как магнитные потоки обмоток *I'* и *I"* в этом случае равны и противоположны по направлению. При повороте якоря баланс магнитных потоков в обмотке *II* нарушается и в ней

наводится э. д. с., фаза которой при переходе якоря через нуль изменяется на 180°.

К трансформаторным датчикам, предназначенным для измерения больших углов поворота, относится также микросин (фиг. IV. 23).

Цепь возбуждения микросина состоит из четырех последовательно соединенных первичных обмоток. Обмотки располагаются на двух парах взаимно-перпендикулярных полюсов статора, причем магнитные потоки в каждой паре имеют одинаковое направление. На тех же полюсах расположены четыре вторичные обмотки, соединенные последовательно. Электродвижущие силы, наводимые в противоположных обмотках, складываются, причем э. д. с., наведенная в вертикальной паре обмоток, направлена навстречу э. д. с., наведенной в горизонтальной паре.

Фиг. IV. 23. Микросин:

1 — статор; *2* — ротор; *3* — ось; *4* — первичные обмотки; *5* — вторичные обмотки.

Нейтральным или нулевым называется такое положение ротора, когда он находится под углом 45° к полюсам статора (фиг. IV. 23). В этом случае магнитная проводимость цепи для вертикального и горизонтального потоков возбуждения одинакова, а наводимые в вертикальной и горизонтальной парах вторичных обмоток э. д. с. равны, но противоположны по знаку. Выходной сигнал при этом равен нулю.

Когда ротор поворачивается, например, по часовой стрелке, горизонтальный поток усиливается, вертикальный ослабляется и на выходе микросина возникает напряжение, амплитуда которого в некоторых пределах пропорциональна углу поворота ротора, а фаза при переходе ротора через нуль изменяется на 180°.

Соединение обмоток возможно и по другой схеме.

Микросин обладает двухзначной характеристикой: положениям ротора, отличающимся на 180°, соответствуют одинаковые выходные сигналы.

Существуют трансформаторные датчики с однозначной характеристикой, позволяющие вводить неограниченные углы поворота (до 360° и более).

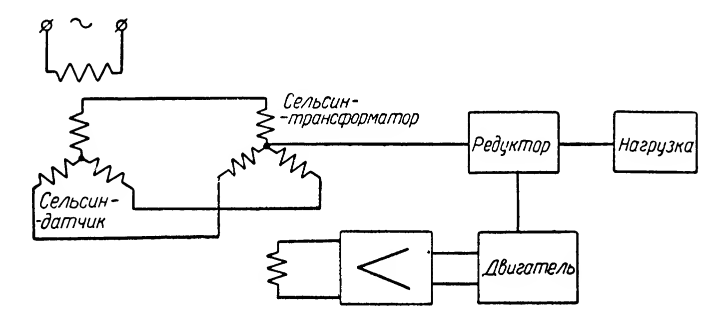
9. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СЕЛЬСИНАХ

В тех случаях, когда требуется передать на расстояние некоторую угловую величину или обеспечить синхронное вращение нескольких механически не связанных осей, несущих незначительные нагрузки, часто применяют так называемую самосинхронизирующуюся систему синхронной передачи на однофазном переменном токе, основанную на сельсинах. Эта система применяется чаще других благодаря своим несомненным преимуществам: высокой точности передачи показаний

при плавном движении выходной оси, возможности синхронизации в пределах одного оборота, а также возможности привода от одного датчика нескольких приемников, надежности в работе, небольшому весу и габариту.

Сельсины широко применяются не только как элементы самосинхронизирующейся синхронной передачи индикаторного типа, но и как элементы системы, предназначенной для измерения угла рассогласования в следящем приводе.

Как пример применения сельсинов на фиг. IV. 24 изображена схема измерения рассогласования, в которую включены сельсин-датчик и сельсин-трансформатор. Последний, не создавая вращающего момента, преобразует выходное напряжение датчика в напряжение переменного тока, величина и фаза которого определяются разностью между мгновенными положениями сельсина-датчика и сельсина-трансформатора.

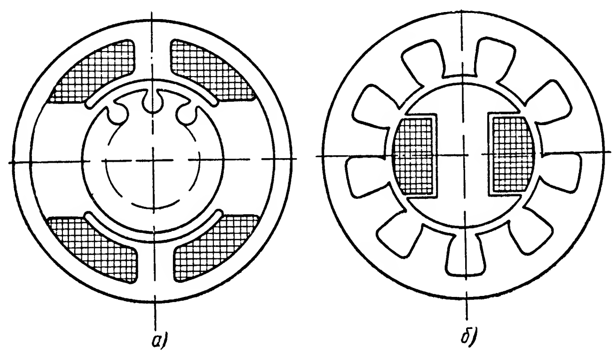


Фиг. IV. 24. Простейшая схема следящей системы с сельсинами.

Исполнительный двигатель через редуктор и нагрузку приводит во вращательное движение ротор сельсина-трансформатора (фиг. IV. 24). Ротор сельсина-датчика является входным звеном, и при его вращении в систему вводится управляющий сигнал. Если между угловыми положениями сельсина-датчика и сельсина-трансформатора существует некоторая разность, то с сельсина-трансформатора снимается напряжение, по величине пропорциональное этой разности и по фазе определяемое знаком разности (или направлением рассогласования). Выходное напряжение сельсина-трансформатора непосредственно воздействует на усилитель, выход которого соединяется с исполнительным двигателем. Исполнительный двигатель приводит в действие нагрузку и одновременно поворачивает ротор сельсина-трансформатора в такое положение, при котором рассогласование, а следовательно, и выходное напряжение сельсина-трансформатора будут равны нулю. Таким образом, нагрузка повторяет движение входного звена, т. е. ротора сельсина-датчика.

Схема, представленная на фиг. IV. 24, показывает, что входное звено, т. е. сельсин-датчик, и исполнительный механизм не нуждаются в механической связи и могут быть расположены на достаточно большом расстоянии один от другого.

Контактные сельсины. По конструкции контактные сельсины аналогичны машинам переменного тока. Функции первичной цепи сельсина выполняет однофазная обмотка возбуждения, которая может располагаться как на статоре, так и на роторе. Если обмотка возбуждения находится на статоре (фиг. IV. 25, *а*), который в этом случае выполняется явно полюсным, то на роторе укладывается вторичная цепь, состоящая из трех распределенных обмоток, соединенных звездой. Магнитные оси этих обмоток сдвинуты одна относительно другой на угол 120°. Концы трехфазной обмотки вторичной цепи выводятся на коллектор, состоящий из трех токосъемных колец и щеток.



Фиг. IV. 25. Конструкции контактных сельсинов.

Обмотка возбуждения может располагаться на роторе с двумя явно выраженными полюсами (фиг. IV. 25, *б*), причем вторичная трехфазная распределенная обмотка укладывается в пазы статора. Сельсины с подобным расположением обмоток имеют коллекторы, состоящие из двух контактных колец и щеток, служащих для подвода питания к однофазной обмотке возбуждения. У сельсинов, выполненных по первому варианту, т. е. с явно выраженными полюсами на статоре, габарит и вес ротора больше, чем у сельсинов, выполненных по второму варианту, у которых явно полюсным является ротор. Увеличение ротора, естественно, является недостатком конструкции. Кроме того, вследствие большего числа контактных колец и щеток сельсины, выполненные по первому варианту, характеризуются увеличенным значением момента трения и, следовательно, величина устанавливающего момента для них должна быть большей, что также является недостатком.

К достоинствам сельсинов, выполненных по первому варианту, можно отнести удобство балансировки ротора.

На практике сельсины с явно полюсным статором применяются в мощных дистанционных передачах, а сельсины с явно полюсным ротором — главным образом в маломощных индикаторных передачах.

В индикаторных синхронных передачах различают сельсин-датчик и сельсин-приемник. На валу сельсина-приемника в некоторых случаях устанавливают успокоители, предназначенные для демпфи-

рования возможных колебаний в процессе работы индикаторной системы. Успокоители могут иметь различное конструктивное оформление. Например, один из применяемых успокоителей представляет собой полый диск, насаженный на вал сельсина-приемника, разделенный перегородкой с отверстиями и наполненный ртутью. При вращении диска ртуть переливается из одной половины в другую, и в результате этого возникает демпфирующий момент.

Сельсины, применяемые в следящих системах для измерения угла рассогласования, в конструктивном отношении не имеют принципиальных отличий от сельсинов-датчиков или сельсинов-приемников. Если такие сельсины работают в трансформаторном режиме и предназначены для измерения угла рассогласования, то их первичная однофазная и вторичная трехфазная обмотки должны быть с неявно выраженными полюсами. Первичная однофазная обмотка обычно выполняет функции выходной и подключается ко входу усилителя.

Для алгебраического суммирования угловых величин часто применяются также дифференциальные сельсины, которые имеют и статор и ротор с неявно выраженными полюсами. На статоре и роторе располагаются трехфазные обмотки, соединенные звездой. В остальном конструкция дифференциальных сельсинов аналогична описанным выше.

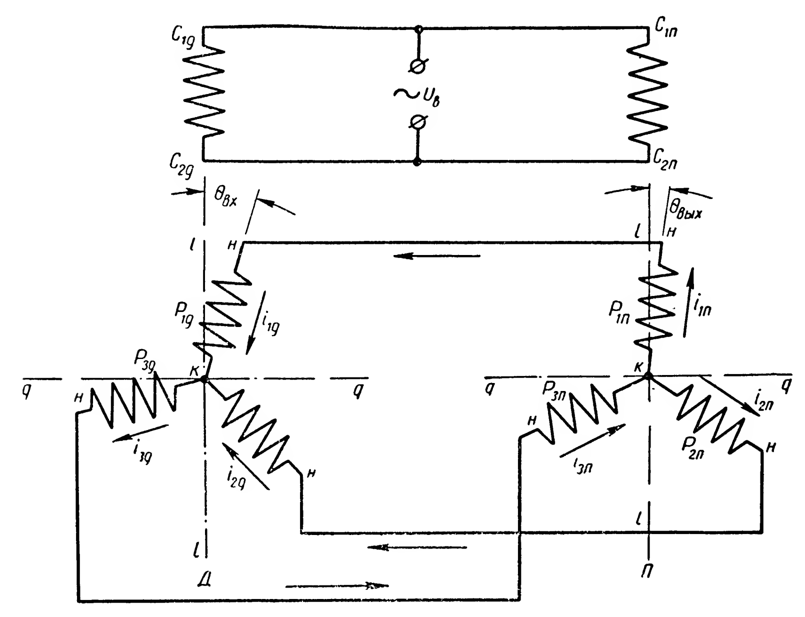
Принцип действия контактных сельсинов заключается в следующем. Если подключить однофазную обмотку возбуждения сельсина к источнику питания переменного тока, то возникнет пульсирующий (с частотой источника питания) магнитный поток, который пронизывает обмотки вторичной цепи.

Величина э. д. с., наведенной в той или иной обмотке вторичной цепи, зависит от углового положения этой обмотки относительно магнитной оси обмотки возбуждения. Когда направление оси совпадает с направлением потока возбуждения, в обмотке наводится максимальная э. д. с. Если же ось располагается перпендикулярно направлению действия потока, то э. д. с. равна нулю. При полном обороте ротора сельсина в каждой обмотке вторичной цепи совершается полный цикл изменения величины э. д. с., соответствующий периоду. Обычно форма полюсов сельсина такова, что э. д. с. во вторичных обмотках пропорциональна косинусу угла между магнитными осями обмоток вторичной цепи и обмотки возбуждения. Магнитные оси вторичной цепи сдвинуты одна относительно другой на 120°. Поэтому изменения э. д. с. в обмотках при вращении ротора происходят со сдвигом 120 и 240°, т. е. величины э. д. с. в обмотках пропорциональны $\cos \theta$, $\cos (\theta - 120°)$, $\cos (\theta - 240°)$.

На фиг. IV. 26 показана электрическая схема соединений сельсина-датчика с сельсином-приемником, образующих дистанционную индикаторную систему передачи показаний. В обмотках датчика и приемника пульсирующие магнитные потоки возбуждения наводят э. д. с., величина которых зависит от расположения той или иной обмотки относительно обмотки возбуждения.

При одинаковом расположении роторов приемника и датчика относительно своих потоков возбуждения сила тока в соответствую-

щих фазах будет равна нулю. При наличии угла рассогласования, т. е. в том случае, когда ротор датчика повернут на угол $\theta_{вх}$ относительно обмотки возбуждения, а ротор приемника — на угол $\theta_{вых} \neq \theta_{вх}$, э. д. с. в обмотках вторичной цепи датчика и приемника различны по величине, что вызывает появление фазовых токов. Возникающий при этом на сельсине-приемнике синхронизирующий момент стремится повернуть ротор приемника в положение, при котором угол рассогласования равен нулю.

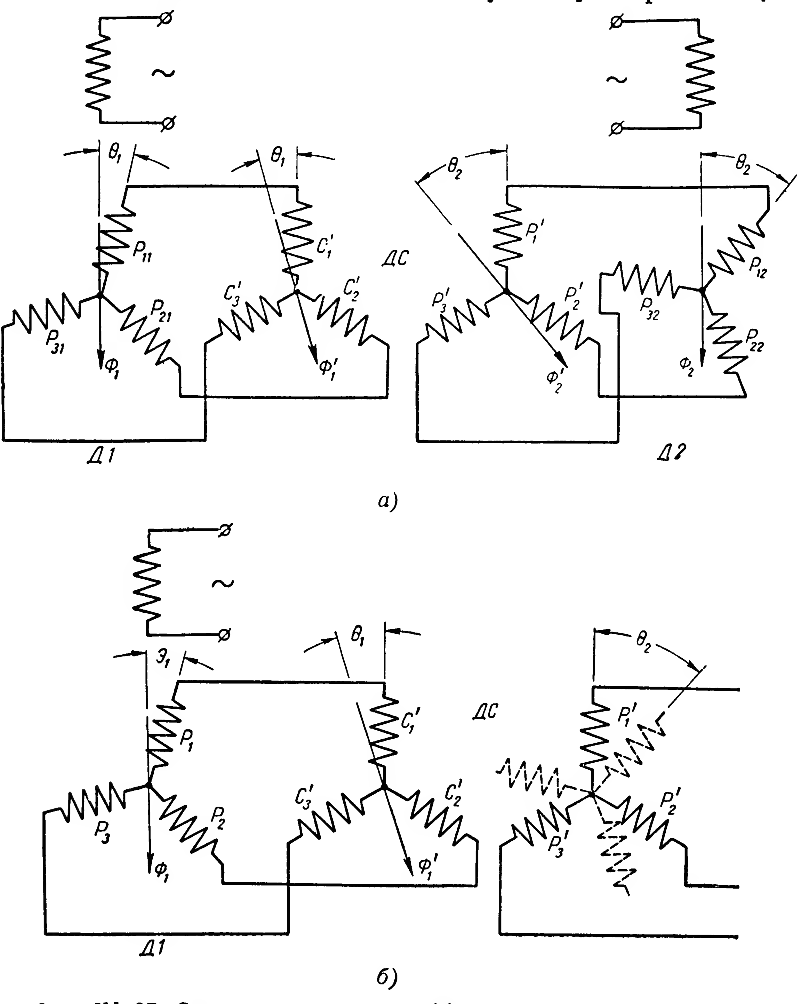


Фиг. IV. 26. Индикаторная система передачи показаний.

Назначение сельсина-датчика состоит в том, чтобы преобразовать угловое положение своей оси в группу напряжений, совпадающих по фазе или находящихся в противофазе с напряжением возбуждения. Сельсин-приемник, наоборот, преобразует эти напряжения в угловое положение своего ротора.

При использовании дифференциального сельсина в качестве приемника (фиг. IV. 27, *а*) можно осуществить управление из двух пунктов. Принцип работы такой схемы заключается в следующем. Предположим, что ротор датчика совершил поворот по часовой стрелке на угол θ_1. В результате этого направление магнитного потока статора дифференциального сельсина *ДС*, соединенного электрически с обмотками вторичной цепи датчика *Д1*, будет смещено на тот же угол θ_1, но против часовой стрелки, и поток будет действовать в направлении Φ_1'. Поворачивая ротор датчика $Д_2$ по часовой стрелке на угол θ_2, устанавливаем, что направление результирующего магнитного потока Φ_2' ротора дифференциального сельсина соединен-

ного электрически с обмотками вторичной цепи датчика *Д2*, смещается против часовой стрелки на тот же угол θ_2. Для того чтобы магнитные потоки Φ_1' и Φ_2' совпали по направлению, ротор дифференциального сельсина должен повернуться на угол $\theta_2 - \theta_1$. Если ротор



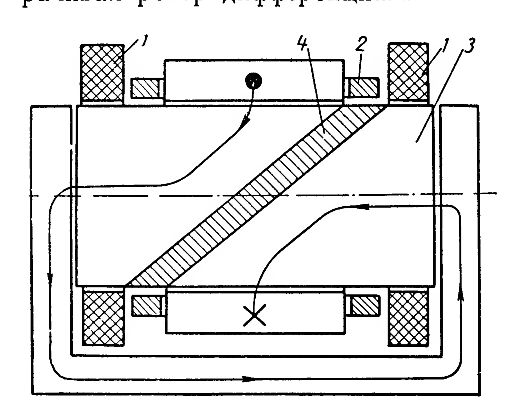
Фиг. IV. 27. Схемы управления с дифференциальным сельсином:

а — управление дифференциальным сельсином-приемником с помощью двух обычных сельсинов-датчиков; *б* — использование дифференциального сельсина в качестве датчика.

датчика *Д2* повернут на угол θ_2 против часовой стрелки, то ротор дифференциального сельсина поворачивается на угол, равный сумме углов $\theta_1 + \theta_2$.

Дифференциальный сельсин может выполнять функции датчика (фиг. IV. 27, *б*). При повороте ротора датчика *Д1* на угол θ_1 по часовой стрелке результирующий магнитный поток Φ_1' статора дифферен-

циального сельсина поворачивается на тот же угол в противоположную сторону. Если ротор дифференциального сельсина занимает такое положение, при котором магнитные оси его обмоток параллельны соответствующим магнитным осям обмоток статора, то э. д. с., наведенные в обмотках P_1', P_2' и P_3' и в обмотках P_1, P_2 и P_3 датчика, будут равны, так как поток статора Φ_1' дифференциального сельсина занимает относительно обмоток ротора такое же положение, как поток статора Φ_1 датчика *Д1* относительно обмоток ротора. Поворачивая ротор дифференциального сельсина на угол θ_2 по часовой стрелке, мы изменим относительное расположение потока Φ_1' и обмоток P_1', P_2', P_3'.



Фиг. IV. 28. Бесконтактный сельсин.

Аналогичное относительное расположение потока Φ_1' и обмоток ротора дифференциального сельсина можно было бы обеспечить не поворачивая ротор *ДС*, а дополнительно повернув ротор датчика *Д1* на угол θ_2 по часовой стрелке. Величина э. д. с. в обмотках P_1', P_2' и P_3' при этом будет характеризоваться алгебраической суммой фактических угловых положений ротора датчика *Д1* и ротора дифференциального сельсина *ДС*. Таким образом, по своим функциям дифференциальный сельсин-датчик отличается от простого сельсина-датчика тем, что он преобразует в напряжение не только угловое положение своего ротора, но и угловое положение ротора простого датчика, связанного с сельсином только электрически.

Бесконтактные сельсины. Основным недостатком контактных сельсинов является наличие контактных колец и щеток, которые увеличивают момент трения и вследствие этого уменьшают точность передачи показаний. Кроме того, контактные кольца и щетки не могут обеспечить вполне надежную эксплуатацию сельсинов, так как в процессе работы они могут обгорать. Это приводит к нарушению контакта и может явиться причиной аварий. Перечисленные недостатки удалось устранить в бесконтактных сельсинах, конструкции и теория работы которых были разработаны советскими учеными.

На статоре бесконтактного сельсина (фиг. IV. 28) располагаются неподвижные обмотки возбуждения *1* и обмотки *2* вторичной трехфазной цепи. Магнитные оси этих обмоток взаимно-перпендикулярны. Следовательно, обмотка возбуждения, магнитная ось которой направлена вдоль оси ротора *3* сельсина, не влияет на обмотки вторичной цепи. Для связи между обмотками первичной и вторичной цепи используется подвижная часть сельсина — ротор, который не имеет обмоток и состоит из двух частей специальной формы, собранных из

металлических пластин и разделенных прокладкой *4* из немагнитного материала. Особенностью такого сельсина является то, что магнитный поток его цепи, направление которого было параллельно магнитной оси обмотки возбуждения (оси ротора), переходит в плоскость, перпендикулярную к оси ротора и параллельную магнитным осям обмоток вторичной цепи. В результате этого и осуществляется связь между обмотками первичной и вторичной цепи. При вращении ротора вращается и магнитный поток, что создает условия для наведения э. д. с. в обмотках вторичной цепи, причем величина этих э. д. с. зависит от углового положения ротора.

10. РАБОТА СЕЛЬСИНОВ В ИНДИКАТОРНОМ РЕЖИМЕ

Синхронизирующий момент. Из теории машин переменного тока известно, что электромагнитный момент определяется выражением

$$M_{ck} = \frac{2}{3}(\psi_{lk} i_{qk} - \psi_{qk} i_{lk}), \qquad (IV.39)$$

где

$$\psi_{lk} = i_{lk}\left(L_{cp} + M_{cp} + \frac{1}{2}L_m + M_m\right) + \frac{3}{2}Mi_{вk};$$

$$\psi_{qk} = i_{qk}\left(L_{cp} + M_{cp} - \frac{1}{2}L_m - M_m\right);$$

i_{lk} — продольная составляющая тока во вторичной цепи;
i_{qk} — поперечная составляющая тока во вторичной цепи.

Следовательно, для определения момента на валу сельсина-датчика или сельсина-приемника необходимо знать продольную и поперечную составляющие тока во вторичной цепи.

На валу сельсина-приемника синхронизирующий момент, как известно, равен

$$M_{cn} = \frac{2}{3}\left[i_{ln} i_{qn}(L_l - L_q) + \frac{3}{2} Mi_{вn} i_{qn}\right], \qquad (IV.40)$$

где

$$L_l = L_{cp} + M_{cp} + \frac{1}{2}L_m + M_m;$$

$$L_q = L_{cp} + M_{cp} - \frac{1}{2}L_m - M_m.$$

Выражение (IV. 40) показывает, что синхронизирующий момент сельсина имеет две составляющие, одна из которых носит реактивный характер и обусловлена наличием явно выраженных полюсов, а вторая обусловлена взаимодействием потока возбуждения с поперечной составляющей вторичного тока. Первой составляющей момента $\frac{2}{3} i_{ln} i_{qn}(L_l - L_q)$ в большинстве случаев можно пренебречь, так как режим работы индикаторной синхронной передачи обычно соответствует малым углам рассогласования, при которых размагни-

чивающее действие продольной составляющей вторичного тока i_{ln} мало́ и она практически равна нулю. В тех случаях, когда сельсины не имеют явно выраженных полюсов, реактивная составляющая вообще отсутствует, так как $L_l = L_q$.

Таким образом, синхронизирующий момент сельсина при малых углах рассогласования может определяться по формуле

$$M_{cn} = M i_{вn} i_{qn}. \qquad \text{(IV. 41)}$$

Подставляя в уравнения (IV. 40) и (IV. 41) токи $i_{вn}$, i_{qn} и i_{ln}, получим теоретическую зависимость синхронизирующего момента не только от угла рассогласования, но и от скорости вращения роторов сельсинов индикаторной синхронной передачи.

Теоретически значения токов $i_{вn}$, i_{qn} и i_{ln} можно определить на основании дифференциальных уравнений, описывающих физические процессы в сельсинах, работающих в индикаторном режиме.

Полагая, что параметры сельсина-датчика и сельсина-приемника одинаковы и что при одинаковых напряжениях возбуждения $U_в$ для датчика и приемника, в обмотках вторичной цепи датчика возникают напряжения $U_{1д}$, $U_{2д}$, $U_{3д}$, а в обмотках вторичной цепи приемника— напряжения U_{1n}, U_{2n}, U_{3n}, получим следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
U_{1д} &= i_{1д} r + \frac{d\psi_{1д}}{dt}; & U_{1n} &= i_{1n} r + \frac{d\psi_{1n}}{dt};\\
U_{2д} &= i_{2д} r + \frac{d\psi_{2д}}{dt}; & U_{2n} &= i_{2n} r + \frac{d\psi_{2n}}{dt};\\
U_{3д} &= i_{3д} r + \frac{d\psi_{3д}}{dt}; & U_{3n} &= i_{3n} r + \frac{d\psi_{3n}}{dt};\\
U_в &= i_{вд} R + \frac{d\psi_{вд}}{dt}; & U_в &= i_{вn} R + \frac{d\psi_{вn}}{dt},
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV. 42)}$$

где $i_{1д}$, $i_{2д}$, $i_{3д}$ — соответственно сила тока в первой, второй и третьей фазах датчика;

i_{1n}, i_{2n}, i_{3n} — сила тока в первой, второй и третьей фазах приемника;

$i_{вд}$, $i_{вn}$ — сила тока в обмотках возбуждения датчика и приемника;

r, R — активные сопротивления обмоток вторичной цепи и обмоток возбуждения;

$\psi_{1д}$, $\psi_{2д}$, $\psi_{3д}$, $\psi_{вд}$ — потокосцепления фазовых обмоток и обмотки возбуждения датчика;

ψ_{1n}, ψ_{2n}, ψ_{3n}, $\psi_{вn}$ — потокосцепления фазовых обмоток и обмотки возбуждения приемника.

Из теории машин переменного тока известно, что потокосцепления, входящие в систему уравнений (IV. 42), могут быть записаны в виде формул:

$$\left.\begin{aligned}
\psi_{1к} &= L_{1к} i_{1к} + M_{1вк} i_{вк} + M_{12к} i_{2к} + M_{1,3к} i_{3к};\\
\psi_{2к} &= L_{2к} i_{2к} + M_{2вк} i_{вк} + M_{21к} i_{1к} + M_{2,3к} i_{3к};\\
\psi_{3к} &= L_{3к} i_{3к} + M_{3вк} i_{вк} + M_{31к} i_{1к} + M_{3,2к} i_{2к};\\
\psi_{вк} &= L_в i_{вк} + M_{в1к} i_{1к} + M_{в2к} i_{2к} + M_{в3к} i_{3к},
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VI. 43)}$$

где $L_{1к} = L_{ср} + L_m \cos 2\theta$ — индуктивность первой фазовой обмотки;

$L_{2к} = L_{ср} + L_m \cos (2\theta + 120°)$ — индуктивность второй фазовой обмотки;

$L_{3к} = L_{ср} + L_m \cos (2\theta - 120°)$ — индуктивность третьей фазовой обмотки;

$M_{12к} = -M_{ср} + M_m \cos (2\theta - 120°)$ — взаимная индуктивность первой и второй фазовых обмоток;

$M_{13к} = -M_{ср} + M_m \cos (2\theta + 120°)$ — взаимная индуктивность первой и третьей фазовых обмоток;

$M_{23к} = -M_{ср} + M_m \cos 2\theta$ — взаимная индуктивность второй и третьей фазовых обмоток;

$M_{1вк} = M \cos \theta$ — взаимная индуктивность первой фазовой обмотки и обмотки возбуждения;

$M_{2вк} = M \cos (\theta - 120)$ — взаимная индуктивность второй фазовой обмотки и обмотки возбуждения;

$M_{3вк} = M \cos (\theta + 120)$ — взаимная индуктивность третьей фазовой обмотки и обмотки возбуждения.

Для получения потокосцеплений датчика в системе уравнений (IV. 43) вместо индекса $к$ нужно поставить индекс $д$, а вместо угла θ рассматривать угол $\theta_{вх}$. Для получения потокосцеплений приемника индекс $к$ и угол θ заменяются на индекс $п$ и угол $\theta_{вых}$.

Прямое решение системы уравнений (IV. 42) представляет известные трудности и является весьма сложным. Тем не менее система может быть решена, и результат ее решения может быть получен, как это было показано А. Г. Иосифьяном, относительно просто.

Система уравнений (IV. 42) может быть преобразована к виду

$$\left.\begin{aligned} 2ai_3 + bi_4 (1 + e^{-j2\theta}) + cU_в (1 - e^{-j\theta}) = 0, \\ 2ei_4 + di_3 (1 + e^{j2\theta}) + fU_в (1 - e^{j\theta}) = 0, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV. 44)}$$

где

$$a = r + (p - j\Omega) \left[(L_{ср} + M_{ср}) - \frac{3}{4} \cdot \frac{pM^2}{R + pL_в}\right];$$

$$b = (p - j\Omega) \left[\left(\frac{L_m}{2} + M_m\right) - \frac{3}{4} \cdot \frac{pM^2}{R + pL_в}\right];$$

$$c = (p - j\Omega) \frac{3}{4} \cdot \frac{M}{R + pL_в};$$

$$d = (p + j\Omega) \left[\left(\frac{L_m}{2} + M_m\right) - \frac{3}{4} \cdot \frac{pM^2}{R + pL_в}\right];$$

$$\hat{e} = r + (p + j\Omega)\left[(L_{cp} + M_{cp}) - \frac{3}{4}\cdot\frac{pM^2}{R + pL_в}\right];$$

$$f = (p + j\Omega)\frac{3}{4}\cdot\frac{M}{R + pL_в};$$

$$i_3 = \frac{1}{2}e^{j\theta_{вых}}\left(i_{1n} + e^{-j\frac{2\pi}{3}}i_{2n} + e^{j\frac{2\pi}{3}}i_{3n}\right);$$

$$i_4 = \frac{1}{2}e^{-j\theta_{вых}}\left(i_{1n} + e^{j\frac{2\pi}{3}}i_{2n} + e^{-j\frac{2\pi}{3}}i_{3n}\right);$$

$$\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}.$$

Входящий в коэффициенты a, b, c, d, e, f оператор p при решении системы уравнений относительно токов i_3 и i_4 обычно заменяется величиной $j\omega$, т. е. считается, что $p = j\omega$. В этом случае полученные формулы для токов будут характеризовать установившийся режим в индикаторной синхронной передаче.

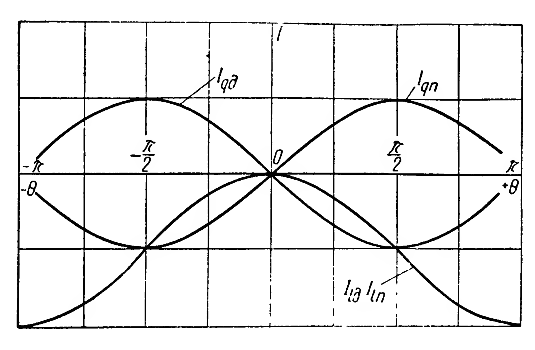
На основании системы уравнений (IV. 44) можно показать, что для скорости вращения Ω, равной нулю, выражения продольной $i_{lд}$, i_{ln} и поперечной $i_{qд}$, i_{qn} составляющих вторичного тока датчика-приемника имеют вид

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{lд} &= -\frac{c\dot{U}_в}{a - b\cos\theta}(1 - \cos\theta); \\ \dot{I}_{ln} &= -\frac{c\dot{U}_в}{a - b\cos\theta}(1 - \cos\theta); \\ \dot{I}_{qд} &= -\frac{c\dot{U}_в}{a - b\cos\theta}\sin\theta; \\ \dot{I}_{qn} &= \frac{c\dot{U}_в}{a - b\cos\theta}\sin\theta. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV. 45)}$$

Выражения (IV. 45) показывают, что при небольших углах рассогласования ($\theta < 10°$) продольные составляющие вторичного тока в датчике и приемнике малы по величине и почти не создают синхронизирующего момента. В практических расчетах, поскольку индикаторные синхронные передачи работают при небольших углах рассогласования, этой составляющей при определении синхронизирующего момента можно пренебречь. Поперечная составляющая датчика имеет знак минус, что соответствует синхронизирующему моменту датчика, направленному против внешнего момента, приложенного к валу сельсина. Поперечная составляющая приемника имеет знак плюс и, следовательно, создает синхронизирующий момент, направленный в ту же сторону, что и внешний момент датчика, т. е. в сторону вращения ротора датчика. Таким образом, возникающие на

датчике и приемнике синхронизирующие моменты направлены навстречу один другому, и в результате этого угол рассогласования θ уменьшается.

Графики, представленные на фиг. IV. 29, а также формулы, на основании которых они построены, показывают, что в индикаторной синхронной передаче в пределах одного оборота существует только одно устойчивое положение, при котором $\theta = 0$. Если $\theta = \pi$, то синхронизирующий момент также равен нулю, однако небольшое увеличение θ относительно $\theta = \pi$ приводит к перемене знака синхронизирующих моментов на датчике и приемнике. В этом случае направления синхронизирующего момента на датчике и внешнего момента совпадают, а синхронизирующий момент на приемнике направлен против внешнего момента. Таким образом, если $\theta > \pi$, то синхронизирующие моменты, возникающие на датчике и приемнике, направлены в сторону увеличения угла рассогласования.



Фиг. IV. 29. Изменение амплитуд продольной и поперечной составляющих тока в датчике и приемнике при изменении угла рассогласования.

Если $\theta < \pi$, то синхронизирующие моменты на датчике и приемнике направлены в сторону уменьшения угла рассогласования. Следовательно, положение $\theta = \pi$ является неустойчивым.

Воспользовавшись формулой (IV. 40), нетрудно показать, что синхронизирующий момент сельсина в синхронной передаче при постоянном угле рассогласования убывает с возрастанием скорости. Предположим, что угол рассогласования есть величина постоянная и равная $\frac{\pi}{2}$. В этом случае токи принимают следующие значения:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{qn} &= j\frac{\dot{U}_в}{2}\left[(1-j)\frac{f}{e} - (1+j)\frac{c}{a}\right]; \\ \dot{I}_{ln} &= -\frac{\dot{U}_в}{2}\left[(1-j)\frac{f}{e} + (1+j)\frac{c}{a}\right]; \\ \dot{I}_{вn} &= \frac{\dot{U}_в}{Z_в} - \frac{j\omega M}{Z_в}\dot{I}_{ln}, \end{aligned}\right\} \quad \text{(IV. 46)}$$

где

$$a = r + (1-\eta)\left[j\omega\left(L_{cp} + M_{cp}\right) + \frac{3}{4}\cdot\frac{\omega^2 M^2}{R + j\omega L_в}\right];$$

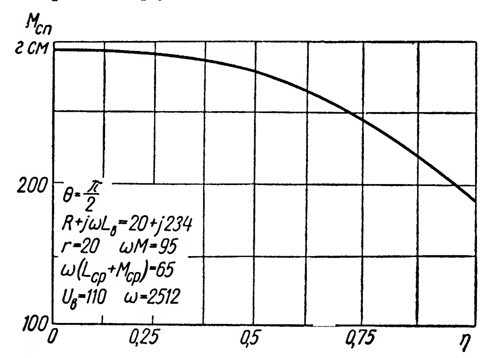
$$c = (1-\eta)\frac{3}{4}\cdot\frac{j\omega M}{R + j\omega L_в};$$

$$e = r + (1+\eta)\left[j\omega(L_{cp}+M_{cp}) + \frac{3}{4}\cdot\frac{\omega^2 M^2}{R + j\omega L_в}\right];$$

$$f = (1+\eta)\frac{3}{4}\cdot\frac{j\omega M}{R + j\omega L_в};$$

$$Z_в = R + j\omega L_в; \quad \eta = \frac{\Omega}{\omega}.$$

Характер зависимости $M_{cn} = f(\eta)$ можно найти, выполнив векторное умножение. в соответствии с формулой (IV. 39). Согласно фиг. IV. 30, синхронизирующий



Фиг. IV. 30. Изменение синхронизирующего момента при изменении скорости.

момент при этом уменьшается при увеличении скорости. Аналогично можно получить зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования $M_{cn} = \varphi(\theta)$ при постоянной скорости. Полагая, что скорость равна нулю ($\eta = 0$) и сельсины не имеют явно выраженных полюсов, получим

$$M_{cn} = A\frac{\sin\theta}{r^2 + [B - C(1-\cos\theta)]^2}, \qquad \text{(IV. 47)}$$

где

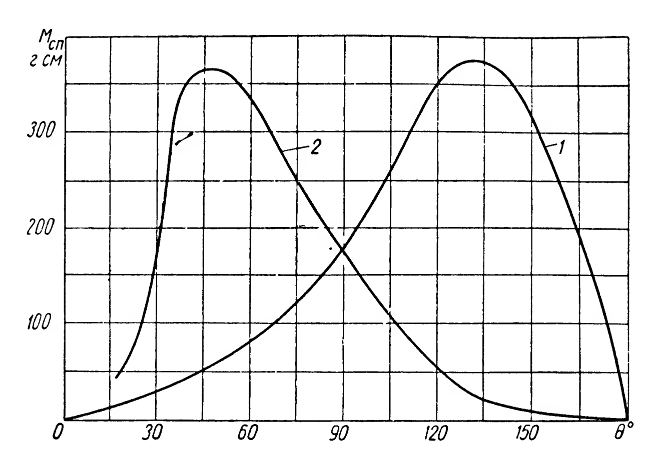
$$A = \frac{3}{4}\cdot\frac{M}{\omega L_в^2}U_в^2\sqrt{r^2 + \omega^2(L_{cp} + M_{cp})^2};$$

$$B = \omega(L_{cp} + M_{cp});$$

$$C = \frac{3}{4}\cdot\frac{\omega^2 M^2}{\omega L_b}.$$

Характер изменения синхронизирующего момента при изменении угла рассогласования, как показывает уравнение (IV. 47), может быть различным и определяется соотношением сопротивлений B и C. Так, например, при $B > C$ график функции $M_{cn} = \varphi(\theta)$, приведенный на фиг. IV. 31, соответствует кривой *1*, а при $B < C$ — кривой *2*. Оба графика относятся к сельсинам, не имеющим явно выраженных полюсов. В практических условиях обычно $B > C$, и поэтому сельсины с неявно выраженными полюсами, как правило, характеризуются зависимостью $M_{cn} = \varphi(\theta)$ (кривая *1*). Наличие явно

выраженных полюсов, как это следует из уравнения (IV. 39), обусловливает реактивную составляющую момента, которая увеличивает результирующий синхронизирующий момент. В результате этого возрастает и крутизна кривой $M_{cn} = \varphi(\theta)$ в области малых углов рассогласования.



Фиг. IV. 31. Изменение синхронизирующего момента при изменении угла рассогласования.

Выражения для фазовых токов приемника в индикаторной синхронной передаче для установившегося режима имеют вид

$$\dot{I}_{1n} = \frac{2}{3}\left(\dot{I}_{ln}\cos\theta_{вых} - \dot{I}_{qn}\sin\theta_{вых}\right);$$

$$\dot{I}_{2n} = \frac{2}{3}\left[\dot{I}_{ln}\cos(\theta_{вых} - 120^\circ) - \dot{I}_{qn}\sin(\theta_{вых} - 120^\circ)\right];$$

$$\dot{I}_{3n} = \frac{2}{3}\left[\left(\dot{I}_{ln}\cos(\theta_{вых} + 120^\circ) - \dot{I}_{qn}\sin(\theta_{вых} + 120^\circ)\right].$$

Удельный статический синхронизирующий момент. В процессе работы синхронной передачи под воздействием различных факторов (нагрузочного момента, момента сил трения, неточной балансировки ротора приемника и т. п.), кроме динамической, возникает также статическая ошибка (или угол рассогласования θ), которая в конечном итоге характеризует точность системы. С точки зрения уменьшения ошибки и, следовательно, увеличения точности большое значение имеет крутизна кривой, выражающей зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования, в точке $\theta = 0$. Крутизна характеризуется производной $\left|\frac{dM_{cn}}{d\theta}\right|_{\theta=0}$ и обычно называется удельным статическим синхронизирующим моментом. Предположим, что под влиянием некоторого момента $M_{нn}$ на валу приемника, обусловленного нагрузкой, трением или каким-либо другим фактором, в системе установился угол рассогласования θ. Так как удельный момент есть момент, приходящийся на 1° угла рассогласо-

вания, то величина синхронизирующего момента на валу приемника, необходимая для преодоления момента $M_{нп}$, может быть определена равенством

$$\left|\frac{dM_{сп}}{d\theta}\right|_{\theta=0} \theta = M_{нп}, \qquad \text{(IV. 48)}$$

откуда

$$\theta = \frac{M_{нп}}{M_{уп}},$$

где

$$M_{уп} = \left|\frac{dM_{сп}}{d\theta}\right|_{\theta=0}.$$

Таким образом, при постоянном моменте $M_{нп}$ ошибка будет тем меньше, чем больше удельный статический синхронизирующий момент.

Величину удельного момента $M_{уп}$ можно выразить через параметры сельсина. Поскольку удельный момент характеризуется крутизной характеристики $M_{сп} = \varphi(\theta)$ в начале координат, то при определении $M_{уп}$ следует принять $\eta = 0$ и $I_{ln} = 0$. Следовательно, удельный момент может быть вычислен по формуле (IV. 41), в которой поперечная составляющая тока соответствует нижнему уравнению (IV. 45), а ток обмотки возбуждения — нижнему уравнению (IV. 46), в котором составляющая $\frac{j\omega M}{z_в}\dot{I}_{ln}$ ввиду малости $\dot{I}_{ln}$ принята равной нулю.

При малых значениях θ получим следующее выражение для синхронизирующего момента:

$$M_{сп} = M\frac{c\dot{U}_в}{a-b}\theta\frac{\dot{U}_в}{z_в}. \qquad \text{(IV. 49)}$$

Подставляя в уравнение значение коэффициентов a, b и c, представляя угол рассогласования в градусах, а синхронизирующий момент в *гсм*, и затем, вычислив векторное произведение, получим

$$M_{сп} = \frac{3}{4}\cdot\frac{\pi}{180}\cdot\frac{10^5}{9{,}81}\cdot\frac{\omega M^2 U_в^2}{Z_в^2 Z_q}\theta, \qquad \text{(IV. 50)}$$

где

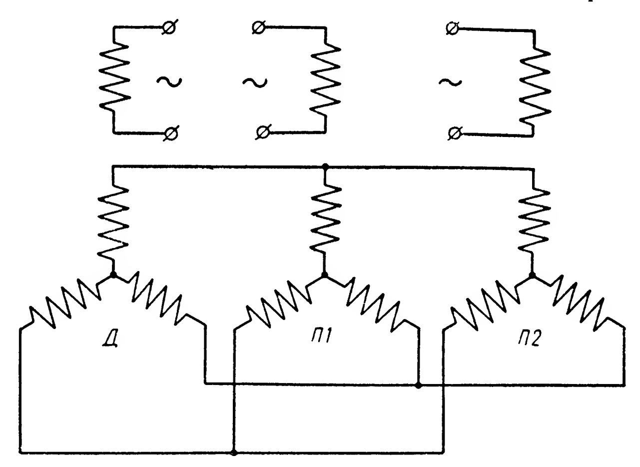
$$Z_q = \sqrt{r^2 + \omega^2 L_q^2},$$

откуда удельный момент

$$M_{уп} = \frac{3}{4}\cdot\frac{\pi}{180}\cdot\frac{10^5}{9{,}81}\,\frac{\omega M^2 U_в^2}{Z_в^2 Z_q} Гсм/1°. \qquad \text{(IV. 51)}$$

11. РАБОТА СЕЛЬСИНА-ДАТЧИКА С НЕСКОЛЬКИМИ ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫМИ ПРИЕМНИКАМИ

В практике один датчик часто применяется в сочетании с несколькими параллельно включенными приемниками (фиг. IV. 32). В этом случае величины синхронизирующего и удельного моментов меняются в зависимости от числа включенных приемников. Принимая, что



Фиг. IV. 32. Схема применения датчика с двумя приемниками.

сопротивление фазы датчика $z_д$ и сопротивление фазы приемника $z_п$, в общем случае не равны, можно следующим образом представить синхронизирующий момент:

$$M_c = \frac{A'}{Z_д + Z_п}. \qquad \text{(IV. 52)}$$

Если количество одинаковых параллельно включенных сельсинов равно n, ток в фазах датчика равен сумме токов, проходящих в соответствующих фазах n приемников. Следовательно, синхронизирующий момент датчика будет равен

$$M_{cд} = \frac{A'}{Z_д + \frac{1}{n} Z_п}.$$

Полагая для упрощения, что сопротивления фазы датчика и фазы приемника равны, т. е. $z_д = z_п = z$, получим

$$M_{cд} = \frac{A'}{Z} \cdot \frac{n}{n+1}. \qquad \text{(IV. 53)}$$

Так как сила тока в фазах каждого сельсина в n раз меньше фазовых токов датчика, то синхронизирующий момент приемника также будет меньше $M_{cд}$ в n раз:

$$M_{cп} = \frac{A'}{Z} \cdot \frac{1}{n+1}. \qquad \text{(IV. 54)}$$

Сравнивая уравнения (IV. 53) и (IV. 54) с выражением (IV. 52), приходим к выводу, что

$$\left.\begin{aligned} M_{cд} &= M_c \frac{2n}{n+1} \\ \text{и} \qquad M_{cп} &= M_c \frac{2}{n+1} \cdot \end{aligned}\right\} \qquad (IV.\ 55)$$

Таким образом, при работе датчика с n приемниками синхронизирующий момент каждого сельсина-приемника уменьшается в $\frac{2}{n+1}$ раз по сравнению с тем случаем, когда датчик работает на один приемник. В результате этого снижается удельный момент и, как правило, увеличивается ошибка при передаче показаний. Для того чтобы предотвратить снижение точности, необходимо, чтобы сопротивление фазы сельсина-датчика было в n раз меньше сопротивления фазы сельсина-приемника. В этом случае.

$$\left.\begin{aligned} M_{cд} &= \frac{A'}{\frac{Z}{n}+\frac{Z}{n}} = n\frac{A'}{2Z} = nM_c \\ \text{и} \qquad M_{cп} &= \frac{nM_c}{n} = M_c. \end{aligned}\right\} \qquad (IV.\ 56)$$

Синхронизирующий момент приемника оказывается равным синхронизирующему моменту, возникающему при работе с одним сельсином-приемником и датчике, у которого $Z_д = Z_п$.

При определении влияния числа приемников n на величину синхронизирующего момента сопротивление линии принято равным нулю. В действительности дело обстоит иначе. Особенно заметно влияние сопротивления линии тогда, когда передача ведется на большие расстояния. Если учесть сопротивление линии $Z_л$, то, как это показывает формула (IV. 52), синхронизирующий момент с увеличением $Z_л$ будет уменьшаться, что приведет к увеличению ошибки.

12. КЛАССЫ СТАТИЧЕСКОЙ ТОЧНОСТИ ИНДИКАТОРНЫХ СЕЛЬСИНОВ

Точность работы индикаторной синхронной передачи является основной статической характеристикой, которой руководствуются при проектировании подобных систем. Статическая точность работы синхронной передачи прежде всего определяется нагрузкой или внешним моментом на валу приемника, а также собственной ошибкой сельсинов и, наконец, ошибкой, возникающей в процессе эксплуатации с течением времени.

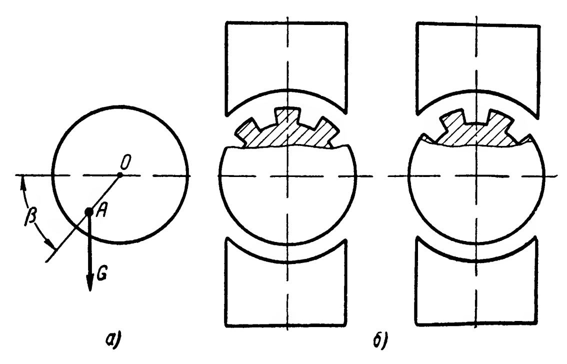
Собственная ошибка сельсинов зависит от особенностей конструктивного выполнения сельсинов.

К основным факторам, влияющим на собственную ошибку, следует отнести момент сил трения, который складывается из момента трения в подшипниках и в случае применения контактных сельсинов

момента трения токосъемных щеток на кольцах коллектора. Собственная ошибка, обусловленная моментом трения, может быть определена по формуле

$$\theta = \frac{M_m}{M_{yn}}.$$

Сельсин-приемник неподвижен до тех пор, пока синхронизирующий момент $M_{yn}\,\theta$ меньше момента трения M_m. Вторым фактором, обусловливающим возникновение собственной ошибки сельсинов,



Фиг. IV. 33. Зависимость собственной ошибки сельсинов от точности балансировки ротора и изменения воздушного зазора между статором и ротором в процессе вращения ротора.

является неточная балансировка ротора приемника. Если допустить, что центр тяжести ротора не лежит на оси вращения (фиг. IV. 33, *а*), то при его вращении возникает момент

$$M_б = GOA \cos\beta,$$

который вызывает ошибку, равную

$$\theta = \frac{GOA \cos\beta}{M_{yn}},$$

и имеющую максимум при $\beta = 0$.

На величину собственной ошибки сельсинов оказывает влияние изменение магнитной проводимости воздушного зазора между статором и ротором в процессе вращения ротора. Проводимость изменяется вследствие того, что в отдельные моменты времени под статором оказывается неодинаковое число зубьев (фиг. IV. 33,*б*). Для устранения возникающей при этом погрешности пазы у ротора делаются скошенными на один зубец. При вращении пазы и впадины располагаются под полюсами таким образом, что проводимость остается практически неизменной независимо от положения ротора.

Собственная ошибка сельсинов зависит также от наличия короткозамкнутых витков в обмотках вторичной цепи. Поток возбуждения, пронизывающий короткозамкнутый виток, наводит в нем противо-

электродвижущую силу. Если поток короткозамкнутого витка направлен под некоторым углом к потоку возбуждения, то, раскладывая его на продольную и поперечную составляющие, можно найти момент, создаваемый короткозамкнутым витком в результате взаимодействия тока возбуждения с поперечной составляющей тока витка. Погрешность в этом случае определяется путем деления момента короткозамкнутого витка $M_{кз}$ на удельный синхронизирующий момент $M_{уп}$ сельсина.

Собственная ошибка сельсинов зависит также от разности числа витков в обмотках вторичной цепи датчика и приемника. Фазовые токи, а следовательно, и момент на валу сельсина-приемника, вызывающий погрешность в синхронной передаче, имеются даже и тогда, когда положение роторов датчика и приемника одинаково.

В зависимости от величины собственной ошибки сельсины группируют по классам. Классы определяются по средней максимальной ошибке, равной полусумме абсолютных максимальных отклонений от согласованного положения со знаком плюс и со знаком минус, т. е.

$$\Delta\theta = \frac{|\Delta\theta^{+}| + |\Delta\theta^{-}|}{2},$$

где $|\Delta\theta^{+}|$ — абсолютная величина максимального отклонения со знаком плюс;

$|\Delta\theta^{-}|$ — абсолютная величина максимального отклонения со знаком минус.

К первому классу относятся сельсины, допустимая ошибка которых составляет $\pm$ 0,75°, ко второму классу — сельсины с ошибкой $\pm$ 1,5° и к третьему классу — сельсины, ошибка которых составляет $\pm$ 2,5°.

13. РАБОТА СЕЛЬСИНОВ В ТРАНСФОРМАТОРНОМ РЕЖИМЕ

Сельсины, работающие в трансформаторном режиме, применяют для измерения угла рассогласования в следящих системах. В измерительной системе, составленной из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора (фиг. IV. 34), последний возбуждается тремя переменными фазовыми напряжениями сельсина-датчика и создает в однофазной обмотке переменное напряжение. Амплитуда этого напряжения пропорциональна углу рассогласования между положениями осей датчика и трансформатора, а фаза зависит от направления или знака рассогласования. Переменное выходное напряжение с амплитудой и фазой, однозначно определяемыми углом рассогласования, снимается с однофазной обмотки сельсина-трансформатора, которая обычно соединяется со входом усилительного устройства.

Выходное напряжение измерительной схемы. Для определения выходного напряжения, выраженного через параметры сельсинов, можно использовать системы уравнений (IV. 42), (IV. 43) и (IV. 44), в которых напряжение возбуждения на однофазной обмотке приемника приравнивается нулю. Предполагая при этом, что параметры сельсина-датчика и сельсина-трансформатора одинаковы, и, упро-

щая тем самым качественную оценку работы измерительной системы, получим

$$\left.\begin{aligned} 2ai_3 + bi_4\left(1 + e^{-j2\theta}\right) - cU_в e^{-j\theta} = 0;\\ 2ei_4 + di_3\left(1 + e^{j2\theta}\right) - fU_в e^{j\theta} = 0. \end{aligned}\right\} \qquad (IV.57)$$

Так как выходная обмотка сельсина-трансформатора нагружена некоторым сопротивлением $Z_н$, то выходное напряжение измерительной системы можно определить как произведение силы тока в однофазной обмотке $\dot{I}_{вп}$ на сопротивление нагрузки $Z_н$. Ток $\dot{I}_{вп}$ может быть определен в соответствии с последним уравнением системы (IV. 46), в котором напряжение возбуждения $U_в = 0$ и последовательно с $Z_в$ введено сопротивление $Z_н$:

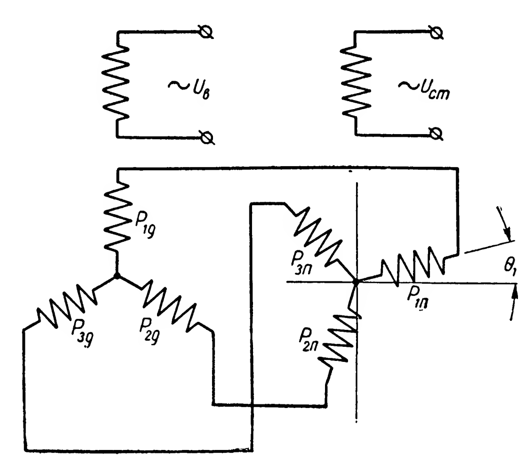
$$\dot{I}_{вп}(Z_в + Z_н) + j\omega M \dot{I}_{ln} = 0. \qquad (IV.58)$$

Следовательно, выходное напряжение сельсина-трансформатора будет равно

$$U_{cm} = \dot{I}_{вп} Z_н = - j\omega M \dot{I}_{ln} \frac{Z_н}{Z_в + Z_н}, \qquad (IV.59)$$

где

$$\dot{I}_{ln} = \dot{I}_3 + \dot{I}_4;$$



Фиг. IV. 34. Работа сельсинов в трансформаторнсм режиме.

$\dot{I}_3$, $\dot{I}_4$ — токи, определяемые системой уравнений (IV. 57).

Определим выходное напряжение сельсина-трансформатора для случая синхронного поворота. Примем $\eta = \frac{\Omega}{\omega} = 0$, $a = e$; $b = d$; $c = f$. Если сопротивление нагрузки $Z_н$ очень велико, что означает разрыв выходной цепи, то

$$\dot{U}_{cm} = - j\omega M \dot{U}_в \frac{c(a-b)}{a^2 - b^2\cos^2\theta}\cos\theta. \qquad (IV.60)$$

Для того чтобы выходное напряжение рассматриваемой системы при угле $\theta = 0$ также равнялось нулю и чтобы выходное напряжение измерительной системы изменяло свою фазу, если изменяется направление рассогласования, угол рассогласования θ следует отсчитывать от такого положения, при котором оси фазовых обмоток сельсинов перпендикулярны. Для этого необходимо ротор сельсина-трансформатора повернуть на 90° таким образом, чтобы оси его фазовых обмоток располагались перпендикулярно к осям одноименных обмоток сельсина-датчика. При этом угол рассогласования θ будет равен

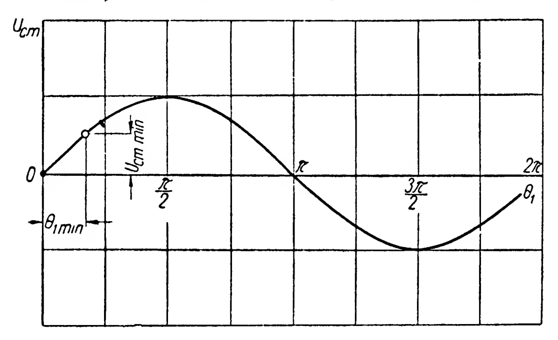
$$\theta = 90° - \theta_1,$$

а выходное напряжение U_{cm} определяется по формуле

$$\dot{U}_{cm} = -j\omega M\dot{U}_{в}\frac{c(a-b)}{a^2 - b^2 \sin^2\theta_1}\sin\theta_1. \qquad (IV.61)$$

Если теперь $\theta_1 = 0$, то выходное напряжение U_{cm} также будет равно нулю, а при изменении знака θ_1 меняет знак $\sin\theta_1$, так как $\sin\theta_1 = -\sin(-\theta_1)$, что соответствует изменению фазы U_{cm} на 180°.

Таким образом, система, составленная из сельсина-датчика и сельсина-трансформатора с ротором, повернутым на 90° относительно исходного положения ротора датчика, пригодна для измерения угла рассогласования в следящих системах. Формула (IV. 61) показывает, что выходное напряжение имеет искаженную синусоидальную форму вследствие наличия в знаменателе члена $b^2\sin^2\theta_1$. Однако эти искажения невелики, так как коэффициент b обычно значительно меньше коэффициента a. Практически можно считать, что выходное напряжение U_{cm} изменяется по синусоидальному закону.



Фиг. IV. 35. Влияние крутизны кривой $U_{cm} = f(\theta_1)$ на начальном участке на величину минимальной ошибки θ_{1min}.

График изменения амплитуды выходного напряжения в зависимости от изменения угла рассогласования (фиг. IV. 35) показывает, что в пределах одного оборота ротора сельсина-трансформатора существует два положения равновесия, при которых выходное напряжение $U_{cm} = 0$. При этом $\theta_1 = 0$ либо $\theta_1 = \pi$. При $\theta_1 = \pi$ равновесное положение является неустойчивым. Увеличение угла рассогласования относительно 180° вызывает изменение фазы выходного напряжения U_{cm} сельсина-трансформатора на обратную и движение соответствующего исполнительного органа в сторону, противоположную движению входного звена. При уменьшении угла рассогласования относительно 180° скорость исполнительного органа в направлении движения входного звена увеличивается и угол рассогласования уменьшается в еще большей степени. Состояние равновесия при $\theta_1 = 0$ является устойчивым, так как изменения фазы выходного напряжения U_{cm} относительно $\theta_1 = 0$ противоположны аналогичным отклонениям относительно $\theta_1 = \pi$.

График, представленный на фиг. (IV. 35), показывает, что некоторому минимальному сигналу $U_{cm\,min}$, который, пройдя через усилитель, может вызвать реакцию исполнительного элемента, соответствует минимальная ошибка θ_{1min}. Эта ошибка θ_{1min} будет тем меньше при данном уровне $U_{cm\,min}$, чем больше крутизна кривой $U_{cm} = f(\theta_1)$ на начальном участке. Следовательно, крутизна выходного

напряжения сельсина-трансформатора оказывает большое влияние на точность работы следящей системы, у которой в качестве измерительного органа применяются сельсины. В практических условиях ошибка θ_1 невелика, и поэтому крутизну выходного напряжения можно определить по уравнению (IV. 61), полагая $\sin\theta_1 \approx \theta_1$; $\sin^2\theta_1 = 0$. С учетом этих значений получим

$$\frac{dU_{cm}}{d\theta_1} = -j\omega M\dot{U}_в \frac{c(a-b)}{a^2}\cdot\frac{\pi}{180}\left[\frac{b}{1^\circ}\right]. \qquad (IV. 62)$$

Точность следящей системы зависит также от погрешностей самой измерительной системы. Эти погрешности характеризуются напряжением на выходной обмотке сельсина-трансформатора, если угол рассогласования, а следовательно, и выходное напряжение равны нулю.

Погрешности могут вызываться различными причинами, и в зависимости от этого они носят статический или динамический характер. Статическая погрешность может вызываться несинусоидальностью кривой взаимоиндукции между однофазной и трехфазной обмотками, несимметричностью фазовых обмоток сельсина, выражающейся в том, что число витков в фазах вторичной цепи не одинаково, а также в наличии короткозамкнутых витков и т. п. При движении измерительной системы возникает динамическая погрешность, которая может достигать значительных величин при больших скоростях.

Влияние скорости на точность измерения угла рассогласования. Для определения зависимости угла рассогласования от скорости в выражение (IV. 59) следует подставить продольную составляющую тока $\dot{I}_{ln}$, представленную в виде функции скорости.

Токи $\dot{i}_3$ и $\dot{i}_4$, определенные из системы (IV.57), описываются уравнениями

$$\dot{I}_3 = \frac{1}{2}\dot{U}_в e^{-j\theta}\frac{ec - bf\cos\theta e^{j\theta}}{ae - db\cos^2\theta}; \qquad (IV. 63)$$

$$\dot{I}_4 = \frac{1}{2}U_в e^{j\theta}\frac{af - cd\cos\theta e^{-j\theta}}{ae - db\cos^2\theta}, \qquad (IV. 64)$$

где коэффициенты a, b, c, d, e, f являются функциями скорости, $\theta = 90^\circ - \theta_1$.

Интересно выяснить влияние скорости на возникновение погрешности в случае, когда $\theta_1 = 0$.

Подставляя значение $\theta = 90^\circ$ в уравнения (IV. 63) и (IV. 64) и имея в виду, что сумма токов $\dot{I}_3$ и $\dot{I}_4$ дает продольную составляющую $\dot{I}_{ln}$, получим

$$\dot{I}_{ln} = j\frac{U_в}{2}\left(\frac{f}{e} - \frac{c}{a}\right). \qquad (IV. 65)$$

Затем подставим значения f, e, c, a, определяемые уравнениями

$$\left.\begin{aligned} a &= r + j(\omega - \Omega)\,m; \\ c &= (\omega - \Omega)\frac{3}{4}\cdot\frac{M}{\omega L_в}; \\ e &= r + j(\omega + \Omega)\,m; \\ f &= (\omega + \Omega)\frac{3}{4}\cdot\frac{M}{\omega L_в}; \\ m &= L_{cp} + M_{cp} - \frac{3}{4}\cdot\frac{M^2}{L_в}. \end{aligned}\right\} \qquad (IV.\ 66)$$

В результате получим продольную составляющую в виде

$$\dot{I}_{ln} = j\dot{U}_в\,\frac{3}{4}\cdot\frac{M}{\omega_в L_в}\,\frac{\Omega r}{[r + j(\omega + \Omega)\,m]\,[r + j(\omega - \Omega)\,m]}\,. \qquad (IV.\ 67)$$

Затем определим выходное напряжение U_{cm} сельсина-трансформатора по формуле (IV. 59):

$$\dot{U}_{cm} = \frac{3}{4}\cdot\frac{U_в M^2 r}{L_в}\cdot\frac{\Omega}{[r + j(\omega + \Omega)\,m]\,[r + j(\omega - \Omega)\,m]}\,. \qquad (IV.\ 68)$$

В полученном выражении сопротивление нагрузки $Z_н$ принято равным бесконечности.

Выражение (IV. 68) характеризует напряжение погрешности и может быть использовано для определения амплитуды и фазы этого напряжения в виде функции скорости вращения. Модуль выражения (IV. 68) определяет амплитуду напряжения погрешности, а отношение мнимой части к действительной дает тангенс некоторого угла и, следовательно, фазу напряжения погрешности.

Кривые, представленные на фиг. IV. 36, и уравнение (IV. 68) показывают, что амплитуда напряжения погрешности возрастает с увеличением скорости, причем в области малых скоростей возрастание происходит почти по линейному закону и только в области скоростей, приближающихся к синхронной, крутизна кривой возрастания амплитуды снижается. Это объясняется тем, что при малой скорости знаменатель выражения (IV. 68) незначительно влияет на характер изменения напряжения погрешности, а при возрастании скорости влияние знаменателя становится более ощутимо.

Фаза напряжения погрешности в области малых скоростей близка к $-\frac{\pi}{2}$ и по мере приближения скорости к синхронной увеличивается, приближаясь к нулю. Наличие фазы в напряжении погрешности дает возможность представить погрешность в виде двух составляющих этого напряжения, одна из которых совпадает по фазе с напряжением полезного сигнала, а вторая сдвинута на 90° относительно

полезного сигнала. Составляющие напряжения погрешности легко определить по формуле

$$U'_{cm} = \sqrt{P^2 + Q^2} \sin \left[\omega t + \operatorname{arctg} \frac{Q}{P}\right], \tag{IV. 69}$$

где $U'_{cm} = \sqrt{P^2 + Q^2}$ — амплитуда напряжения погрешности;

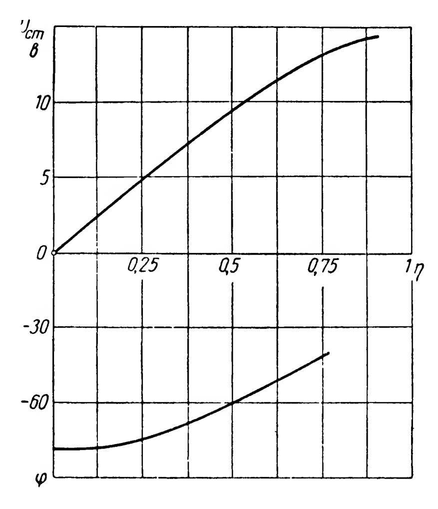
$\varphi \operatorname{arctg} \frac{Q}{P}$ — фаза напряжения погрешности;

Q — мнимая часть уравнения (IV. 68);

P — действительная часть уравнения (IV. 68); если его представить в виде

$$U_{cm} = U'_{cm} \cos \varphi \sin \omega t + U'_{cm} \sin \varphi \cos \omega t.$$

При малых скоростях фаза φ близка к $-\frac{\pi}{2}$, и поэтому составляющая, пропорциональная $\cos \varphi$, значительно меньше по амплитуде второй составляющей, пропорциональной $\sin \varphi$ и совпадающей по фазе с полезным сигналом. В области больших скоростей вследствие приближения фазы к нулю амплитуда составляющей $U'_{cm} \cos \varphi \sin \omega t$ больше по сравнению с амплитудой, составляющей $U'_{cm} \sin \varphi \cos \omega t$. Следовательно, по мере увеличения скорости возрастает влияние составляющей, сдвинутой по фазе на 90° относительно напряжения полезного сигнала.

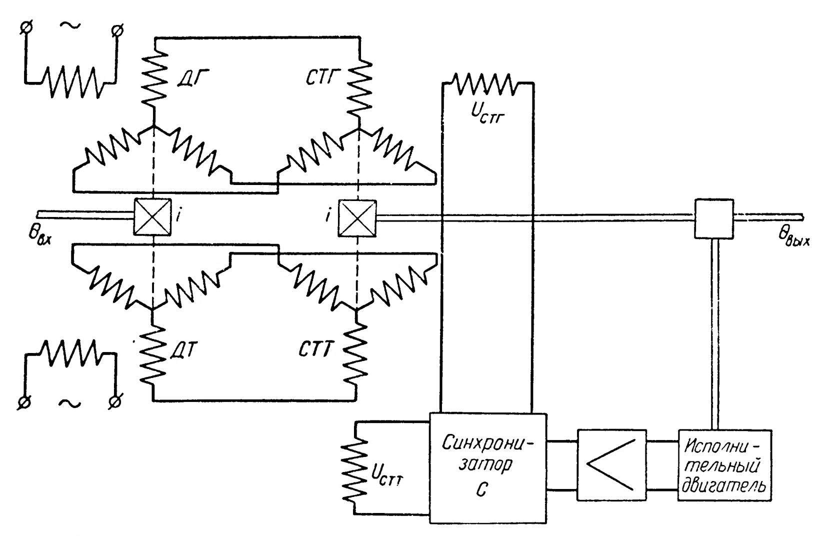


Фиг. IV. 36. Изменение амплитуды и фазы напряжения погрешности при изменении скорости.

Следует иметь в виду, что составляющую напряжения погрешности, совпадающую по фазе с полезным сигналом, можно скомпенсировать при данной скорости поворотом ротора сельсина-трансформатора, а составляющая, сдвинутая на 90°, таким образом не компенсируется. Однако эта составляющая может не вызывать дополнительной ошибки в работе следящей системы, если в управляющем элементе системы предусмотрен фазовый дискриминатор, который, как известно, обладает способностью не пропускать сигналы, сдвинутые на 90° относительно основного.

Напряжение погрешности, зависящей от скорости вращения, может быть существенно снижено по амплитуде для заданного диапазона скорости, как показывают уравнение (IV. 68) и график, представленный на фиг. IV. 36, если увеличить частоту источника питания сельсинов.

Повышение точности измерения угла рассогласования. Обычно допустимая величина угла рассогласования θ в следящей системе очень мала по сравнению с собственной ошибкой сельсинов измерительной системы. При угле рассогласования, не превышающем собственной шибки сельсинов, выходное напряжение U_{cm} сельсина-трансформатора либо равно нулю, либо настолько мало, что не вызывает реакции исполнительного элемента. Таким образом, в следящей системе, у которой валы сельсина-датчика и сельсина-трансформатора соединены с входным и выходным звеньями передачей 1:1, обеспечить высокую степень точности не представляется возможным.



Фиг. IV. 37. Схема следящей системы с точным и грубым каналами.

Для увеличения точности приходится вводить между выходным звеном следящей системы и валом измерительного органа повышающую передачу (фиг. IV. 37).

Измерительный орган системы с повышающей передачей состоит из двух измерительных систем точного и грубого отсчета. Сельсины-датчики грубого и точного отсчета *ДГ* и *ДТ* связаны между собой редуктором с передаточным числом i. Аналогичная связь существует и между роторами сельсинов-трансформаторов грубого и точного отсчета. Передаточное число i редукторов выбирается с тем расчетом, чтобы роторы сельсинов точного канала вращались быстрее роторов сельсинов грубого канала. Процесс измерения в этом случае осуществляется следующим образом. Входной вал, поворачиваясь на угол $\theta_{вх}$, вызывает поворот вала датчика *ДГ* на такой же угол, а вала датчика *ДТ* — на угол $i\theta_{вх}$. Если исполнительный элемент и выходной вал управляются по точному каналу, то в результате отработки введенного угла ротор сельсина-трансформатора точного отсчета *СТТ* будет повернут на угол, отличающийся от $i\theta_{вх}$ на величину собственной погрешности $\Delta\theta$ сельсинов точного канала,

т. е. на угол $i\theta_{вх} + \Delta\theta$. Так как выходной вал связан с ротором сельсина-трансформатора грубого отсчета *СТГ* передачей 1:1, то, очевидно, угол поворота выходного вала $\theta_{вых}$ будет равен

$$\theta_{вых} = \theta_{вх} + \frac{\Delta\theta}{i}.$$

Это означает уменьшение погрешности в i раз по сравнению с односкоростной системой, не имеющей повышающих передач между выходным валом и валом измерительного органа.

При введении повышающей передачи система приобретает и некоторые отрицательные свойства, основным из которых является потеря самосинхронизации.

Так как между сельсином-трансформатором грубого канала *СТГ* и сельсином-трансформатором точного канала *СТТ* располагается редуктор с передаточным числом i, то одному обороту входного вала соответствует один период изменения выходного напряжения $U_{СТГ}$ грубого канала и i периодов изменения выходного напряжения $U_{СТТ}$ точного канала. Выше было показано, что один период изменения выходного напряжения имеет два состояния равновесия (фиг. IV. 35), одно из которых ($\theta_1 = 0$) является устойчивым, а второе неустойчивое. В рассматриваемом случае напряжение точного канала за один период грубого отсчета имеет i устойчивых состояния равновесия, из которых только одно соответствует условиям синхронного вращения, а остальные $i - 1$ — так называемым «ложным устойчивым нулям». Следовательно, система, работающая по точному каналу, в пределах одного оборота входного вала или грубого канала не обладает свойством самосинхронизации, поскольку она может занимать i различных устойчивых положений.

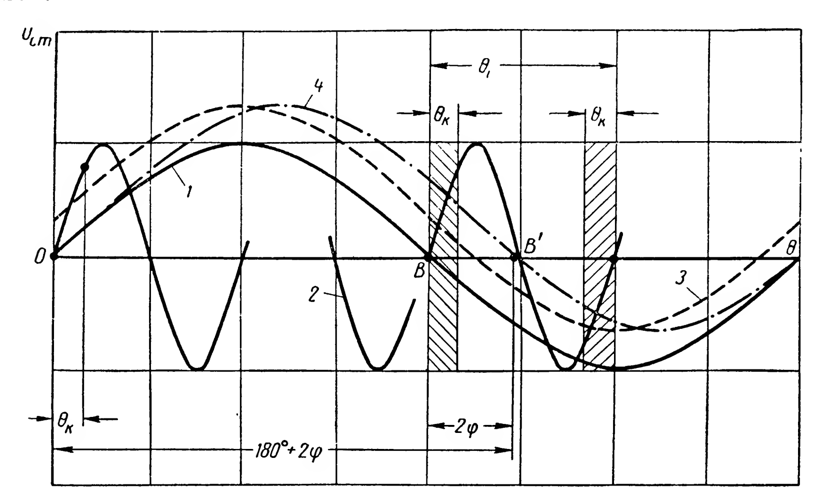
Для устранения ложных нулей и обеспечения самосинхронизации в измерительном органе с повышающей передачей предусматривают грубый канал измерения, а также возможность переключения следящей системы с точного канала на грубый. Переключение происходит в те моменты, когда угол рассогласования в следящей системе достигает величин, недопустимых с точки зрения возможности попадания в один из ложных устойчивых нулей. Устройство, переключающее систему с точного на грубый канал и обратно, называется синхронизатором или селектором сигналов точного и грубого отсчета.

Следящие системы, имеющие точный и грубый каналы измерения, а также синхронизатор, называются двухканальными или двухскоростными.

Таким образом, введение повышающей передачи означает увеличение крутизны выходного напряжения сельсина-трансформатора и, следовательно, увеличение точности измерения. Чем больше передаточное число i, тем в большей степени уменьшается погрешность и тем точнее выполняется измерение.

Следует, однако, отметить, что в практических условиях чрезмерное увеличение передаточного числа i по ряду причин нецелесообразно. Так, при больших скоростях возможно возникновение значи-

тельной динамической погрешности, достигающей 2° и более в сельсинах, работающих на частоте 50 *гц*, уже при скоростях 300—400 об/мин. Кроме того, при больших передаточных числах добавление инерционных масс сельсинов, приведенных к валу двигателя, может заметно увеличить общий момент инерции на валу двигателя, особенно в случае использования двигателей небольшой мощности. Приходится также учитывать люфты в передачах, которые могут вызывать бо́льшую погрешность, чем собственная погрешность сельсинов.



Фиг. IV. 38. Изменение напряжения точного и грубого каналов при изменении угла рассогласования.

Чрезмерное повышение передаточного числа затрудняет и синхронизацию, так как время, в течение которого должно быть выполнено переключение с точного канала на грубый, с увеличением числа i уменьшается. Вследствие этого синхронизатор может не сработать и, следовательно, могут быть «перескоки» из одного устойчивого положения в другое.

Устранение ложного нуля в двухскоростной системе. Предположим, что в двухскоростной системе передаточное число между точным и грубым каналами является четным и равно i. В этом случае одному периоду изменения напряжения грубого отсчета соответствуют i периодов изменения напряжения точного отсчета, причем каждый полупериод напряжения грубого канала равен целому числу периодов напряжения точного канала. Кривые *1* и *2*, представленные на фиг. IV. 38, построены по уравнениям

$$U_{СТГ} = U_{\max} \sin\theta \text{ и } U_{СТТ} = U_{\max} \sin i\theta. \qquad \text{(IV. 69)}$$

Предположим, что переключение с точного канала на грубый выполняется при угле рассогласования $\theta = \theta_к$. В этом случае в пределах одного оборота грубого канала существует только одно поло-

жение, соответствующее ложному нулю (в точке B). График, представленный на фиг. IV. 38, показывает, что при угле рассогласования $\theta = 180°$ напряжения ошибки по двум каналам равны нулю. Этот угол рассогласования соответствует ложному устойчивому нулю, и система, рассогласованная до включения на 180°, после включения не будет синхронизирована. Для того чтобы придать системе свойство самосинхронизации в пределах одного оборота, ложный нуль необходимо устранять. Устранение ложного нуля сводится к следующему. При $\theta = 180°$, когда на точном канале напряжение $U_{CTT} = 0$, напряжение ошибки $U_{CTГ}$ по грубому каналу должно отличаться от нуля и его величина должна определяться углом рассогласования $\theta \geqslant \theta_к$. Для этого последовательно со статорной обмоткой сельсина-трансформатора грубого отсчета вводят источник питания переменного напряжения, частота которого равна частоте напряжения источника питания сельсинов. Кроме того, необходимо, чтобы введенное напряжение, которое называется *сдвигающим*, было в фазе с напряжением ошибки.

Напряжение ошибки по грубому каналу при наличии сдвигающего напряжения равно

$$U_{CTГ} = U_{\max} \sin \theta + U_{сд},$$

где $U_{сд}$ — сдвигающее напряжение.

Формула показывает, что при $\theta = 180°$ напряжение ошибки $U_{CTГ} \neq 0$. Однако в результате введения сдвигающего напряжения $U_{сд}$ напряжение $U_{CTГ}$ становится отличным от нуля не только в положении ложного устойчивого нуля (точка B на графике фиг. IV. 38), но также и при $\theta = 0$ (пунктирная кривая *3*). Для устранения этого ротор сельсина-трансформатора грубого канала поворачивают на некоторый угол φ таким образом, чтобы при $\theta = 0$ напряжение ошибки $U_{CTГ}$ также было равно нулю. Поворот ротора сельсина-трансформатора соответствует перемещению пунктирной кривой *3* вправо до совмещения с кривой *4*. Напряжение ошибки грубого канала при наличии сдвигающего напряжения и при дополнительном повороте ротора сельсина-трансформатора определяется уравнением

$$U_{CTГ} = U_{\max} \sin (\theta - \varphi) + U_{сд},$$

на основании которого можно определить сдвигающее напряжение. Так как при $\theta = 0$ должно быть справедливо равенство $U_{CTГ} = 0$, то

$$U_{сд} = U_{\max} \sin \varphi.$$

Новое положение ложного нуля (в точке B') может быть определено из условия

$$0 = U_{\max} \sin (\theta_л - \varphi) + U_{\max} \sin \varphi,$$

откуда

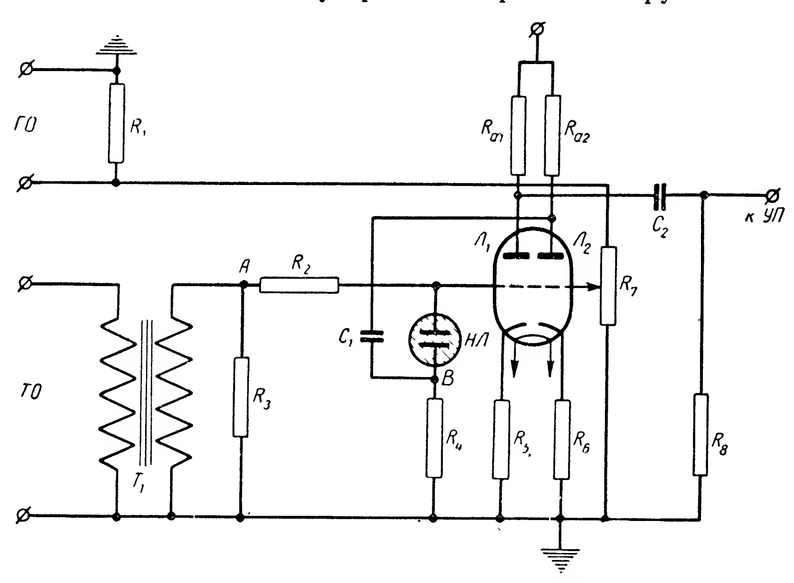
$$\theta_л = 180° + 2\varphi.$$

При определении угла φ необходимо, чтобы сдвиг ложного нуля был больше критического угла $\theta_к$, при котором срабатывает синхро-

низатор. Кроме того, сдвиг должен быть меньше $\theta_i - \theta_к$ для предотвращения возможности попадания в положение следующего за B ложного нуля и для срабатывания синхронизатора. Таким образом, выбор угла φ может быть сделан на основании неравенств

$$\theta_i - \theta_к > 2\varphi > \theta_к.$$

Рассмотренная методика устранения ложного нуля приемлема в том случае, когда передаточное число i четное. Если же передаточное число нечетное, то в полупериоде напряжения грубого отсчета



Фиг. IV. 39. Схема синхронизатора с неоновой лампой.

укладывается дробное число периодов напряжения точного отсчета и при $\theta = 180°$ по точному каналу появляется ложный неустойчивый нуль. Нормально система работает от точного отсчета. Поэтому при включении системы, предварительно рассогласованной на 180°, она не может остаться в положении неустойчивого нуля и непременно выйдет из него. В дальнейшем, когда напряжение точного канала станет больше напряжения, соответствующего критическому углу, произойдет переключение на грубый канал и установление системы в синхронное положение. Вследствие этого при нечетном передаточном числе ложный нуль в точке B не устраняется.

Схемы синхронизаторов. Переключение с точного канала на грубый осуществляется при помощи специальных синхронизаторов, принцип действия которых можно легко уяснить на конкретных примерах.

Рассмотрим синхронизатор с неоновой лампой, схема которого представлена на фиг. IV. 39. На управляющую сетку первой лампы $Л_1$ через трансформатор T_1 подается напряжение ошибки точного отсчета, а на сетку лампы $Л_2$ — напряжение ошибки грубого отсчета.

С анода лампы $Л_1$ снимается напряжение, пропорциональное либо напряжению грубого канала, либо напряжению точного канала. Затем это напряжение подается на усилитель-преобразователь *УП*.

Неоновая лампа НЛ зажигается тогда, когда разность потенциалов между точками *А* и *В* достигает напряжения зажигания. Поскольку потенциал точки *В* определяется напряжением грубого канала, а потенциал точки *А* — напряжением точного канала, то лампа зажигается только при определенном соотношении напряжений $U_{СТГ}$ и $U_{СТТ}$.

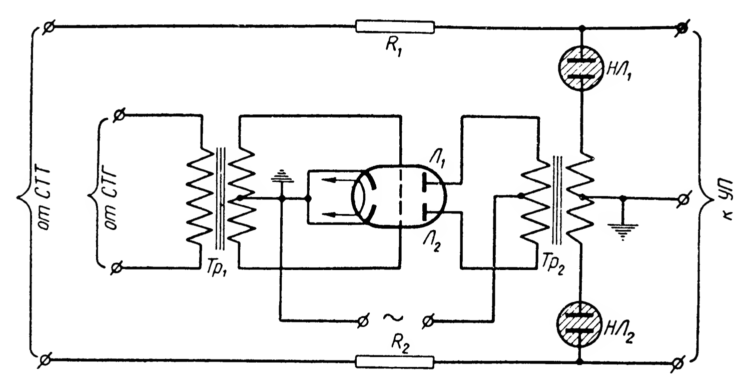
Обычно схема регулируется таким образом, чтобы лампа зажигалась при $\theta = \theta_к$. Если $\theta < \theta_к$, то лампа *НЛ* не горит и потенциал управляющей сетки $Л_1$ определяется исключительно напряжением $U_{СТТ}$. Вследствие этого переменная составляющая в анодной цепи по своей амплитуде пропорциональна напряжению точного канала и, следовательно, в усилитель преобразователь через емкость C_2 поступает сигнал ошибки точного отсчета. Если $\theta \geqslant \theta_к$, то лампа *НЛ* зажигается. Начиная с этого момента, потенциал управляющей сетки лампы $Л_1$ определяется напряжением грубого канала, так как падение напряжения на лампе *НЛ* в некоторых пределах изменения тока, проходящего через *НЛ*, остается постоянным, а потенциал точки *В* определяется только напряжением $U_{СТГ}$. Вследствие этого амплитуда переменной составляющей в анодной цепи $Л_1$ определяется напряжением грубого канала. В усилитель-преобразователь *УП* поступают сигналы грубого отсчета, а сигналы точного отсчета забиваются.

Для обеспечения правильной работы синхронизатора необходимо, чтобы напряжения точного и грубого каналов для точек *А* и *В* были в фазе. Так как напряжение грубого канала на управляющей сетке лампы $Л_2$ и переменная составляющая анодного напряжения, снимаемая через емкость C_1 на сопротивление R_4, отличаются по фазе на 180°, то напряжение точного канала, поступающее на управляющую сетку лампы $Л_1$, необходимо сдвинуть по фазе на 180°. Для этого используется трансформатор T_1.

Вариант схемы синхронизатора с неоновыми лампами, изображенный на фиг. IV. 40, действует следующим образом. Напряжение от сельсина-трансформатора точного канала *СТТ* через сопротивления R_1 и R_2 подается на входные зажимы усилителя-преобразователя *УП*, а от сельсина-трансформатора грубого канала *СТГ* через трансформатор $Тр_1$ — на управляющие сетки ламп $Л_1$ и $Л_2$ усилительного каскада. В анодную цепь каскада включен трансформатор $Тр_2$, выходная обмотка которого через неоновые лампы $НЛ_1$ и $НЛ_2$ подключена к входным зажимам усилителя-преобразователя.

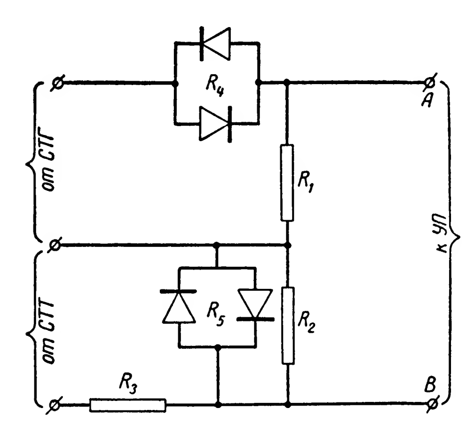
При малых углах рассогласования, когда $\theta < \theta_к$, напряжение грубого отсчета невелико, вследствие чего выходное напряжение усилительного каскада ниже напряжения зажигания неоновых ламп, которые в этом случае не горят. При этом напряжение точного канала поступает в усилитель, а напряжение грубого канала подавляется, так как выходная цепь каскада $Л_1$ и $Л_2$ оказывается разорванной лам-

пами $НЛ_1$ и $НЛ_2$. В случае, когда угол рассогласования превышает критический, т. е. $\theta \geqslant \theta_к$, выходное напряжение усилительного каскада $Л_1 — Л_2$ становится равным или больше напряжения зажигания неоновых ламп. Горящие неоновые лампы подключают выход-



Фиг. IV. 40. Вариант схемы синхронизатора с неоновой лампой.

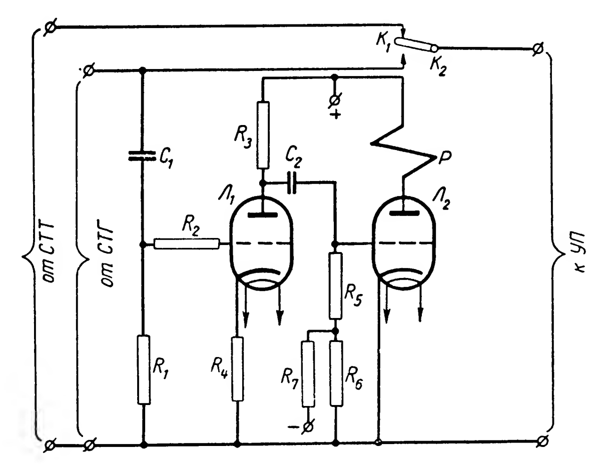
ную цепь усилителя напряжения грубого канала к входным зажимам усилителя-преобразователя и в усилитель *УП* поступает напряжение грубого отсчета, а напряжение точного канала оказывается подавленным.



Фиг. IV. 41. Схема синхронизатора с нелинейными сопротивлениями.

Во многих случаях применяются синхронизаторы с нелинейными сопротивлениями, в качестве которых могут, например, использоваться твердые выпрямители, типа селеновых (фиг. IV. 41). Как известно, сопротивление селенового выпрямителя зависит от приложенного напряжения. Если это напряжение мало, то сопротивление выпрямителя, напротив, бывает велико, и по мере увеличения напряжения оно резко падает. Сумма напряжений точного и грубого каналов снимается с выходных зажимов синхронизатора. Благодаря наличию нелинейных сопротивлений R_4 и R_5 соотношение между напряжениями точного и грубого отсчета не остается постоянным при изменении угла рассогласования. Например, при малых углах рассогласования напряжение сельсина-трансформатора грубого канала *СТГ* мало. Сопротивление R_4, включенное последовательно с сопротивлением R_1, с которого снимается часть напряжения $U_{СТГ}$, при этом бывает велико. Соотношение сопротивлений R_1 и R_4 в дан-

ном случае таково, что снимаемая часть напряжения грубого канала незначительна по сравнению с общим падением напряжения на сопротивлениях делителя. Напряжение точного канала поступает на делитель, состоящий из сопротивлений R_3 и R_2, которое шунтируется нелинейным сопротивлением R_5. При малых углах рассогласования это напряжение распределяется таким образом, что бо́льшая его часть падает на сопротивлении R_2, поэтому сопротивление R_2 должно быть больше сопротивления R_3. Нелинейное сопротивление R_5 при



Фиг. IV. 42. Схема синхронизатора с электромагнитным реле.

малых углах рассогласования велико и поэтому не оказывает шунтирующего действия на сопротивление R_2. Если угол рассогласования велик, то нелинейные сопротивления R_4 и R_5 резко уменьшаются, так как приложенное к ним напряжение увеличивается. При этом оказывается, что большая часть напряжения сельсина-трансформатора грубого канала падает на сопротивлении R_1, а величина падения напряжения по точному каналу на сопротивлении R_2 резко уменьшается, так как значительное уменьшение нелинейного сопротивления R_5 оказывает на него шунтирующее действие.

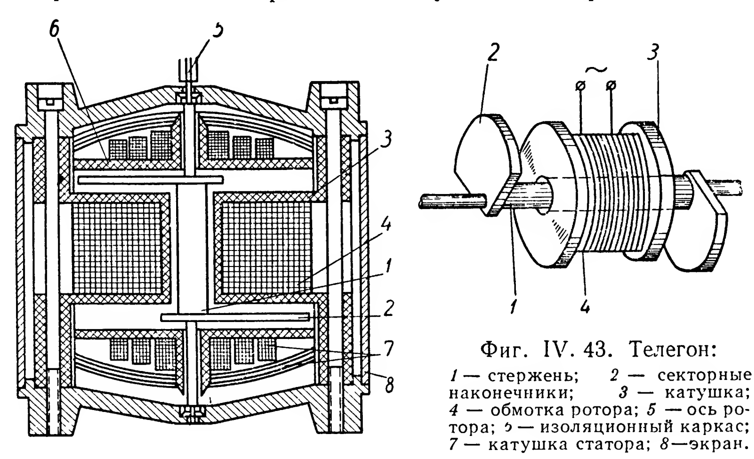
Таким образом, при малых углах рассогласования с выходных зажимов A и B синхронизатора снимается напряжение сельсина-трансформатора точного канала, а напряжение грубого канала забивается. При больших углах с зажимов снимается напряжение сельсина-трансформатора грубого канала, а напряжение точного канала уменьшается до величин, не имеющих практического значения для работы системы.

У синхронизатора с электромагнитным реле (фиг. IV. 42) напряжение точного канала подается непосредственно на вход усилителя-преобразователя, а напряжение грубого канала поступает на управляющую сетку усилителя напряжения $Л_1$, усиливается и затем подается на управляющую сетку выходного каскада $Л_2$, в анодную цепь которого включено чувствительное электромагнитное реле P.

Когда угол рассогласования невелик, лампа $Л_2$ заперта вследствие большого отрицательного смещения и ко входу усилителя-преобразователя через контакт $К_1$ подключается напряжение точного канала. В случае увеличения угла рассогласования лампа $Л_2$ отпирается и срабатывает электромагнитное реле $Р$, переключающее контакты. Ко входу усилителя-преобразователя оказывается подключенным через контакт $К_2$ напряжение грубого канала.

14. ТЕЛЕГОНЫ И МАГНЕСИНЫ

Кроме сельсинов, к датчикам, служащим для измерения и передачи на расстояние неограниченных угловых перемещений, относятся также элементы, известные под названием телегонов и магнесинов.



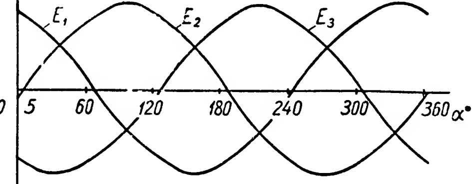
Фиг. IV. 43. Телегон:

1 — стержень; 2 — секторные наконечники; 3 — катушка; 4 — обмотка ротора; 5 — ось ротора; 6 — изоляционный каркас; 7 — катушка статора; 8—экран.

Телегоны отличаются от сельсинов тем, что имеют ротор Z-образной формы, который охватывается неподвижной намагничивающей катушкой с аксиально направленным потоком (фиг. IV. 43).

Магнесины (фиг. IV. 44) проще по конструкции. Внутри секционированной тороидальной обмотки, намотанной на кольцевом пермаллоевом каркасе, помещен подвижный постоянный магнит. Обмотка

Фиг. IV. 44. Схема магнесина.



Фиг. IV. 45. График изменения амплитуд, наведенных э. д. с. в обмотках статора магнесина.

статора питается переменным током частотой 400 *гц*. За один период изменения тока материал статора дважды насыщается, в результате чего его магнитная проницаемость, а следовательно, и магнитное сопротивление пульсирует с двойной частотой (800 *гц*).

Вследствие пульсации магнитного сопротивления статора магнитный поток постоянного магнита также пульсирует и наводит в трех секциях статора э. д. с. двойной частоты (обычно 800 *гц*). Амплитуды наведенных э. д. с., так же как и у сельсина, зависят от положения ротора относительно трех секций обмотки статора (фиг. IV. 45).

ЛИТЕРАТУРА

1. Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С., Расчет и конструкция авиационных приборов, Оборонгиз, 1954.
2. Васильев Д. В., Индукционные системы синхронной связи, Госэнергоиздат, 1949.
3. Детали и элементы радиолокационных станций, ч. III, «Советское радио», 1957.
4 Джеймс Х., Никольс Н., Филлипс Р., Теория следящих систем, ИЛ, 1953.
5. Иосифьян А. Г., Свечарник Д. В., Сельсины, Госэнергоиздат, 1941.
6. Иосифьян А. Г., Каган Б. М., Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1948.
7. Лауэр Г., Лесник С., Мадсон Л., Основы теории сервомеханизмов, Госэнергоиздат, 1948.
8. Мкртчян Д. И., Хрущев В. В., Однофазные сельсины, Судпромгиз, 1957.
9 Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.

ГЛАВА V

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

(преобразовательные элементы)

В системах автоматического регулирования в целом ряде случаев приходится прибегать к различного рода преобразованиям электрических сигналов.

В данной главе будут рассмотрены элементы, в которых используются электронные и полупроводниковые приборы для преобразования медленно меняющихся сигналов постоянного тока в сигналы переменного тока, причем двум основным качествам сигналов постоянного тока — интенсивности и полярности — после преобразования соответствуют два основных качества сигналов переменного тока — амплитуда и фаза. Такое преобразование обычно называется модуляцией, а элементы, в которых осуществляется эта операция, называются модуляторами.

Кроме этого, рассматриваются элементы, применяемые для обратного преобразования сигналов переменного тока в сигналы постоянного тока с сохранением основных качественных соотношений, указанных выше. Подобные элементы называются демодуляторами.

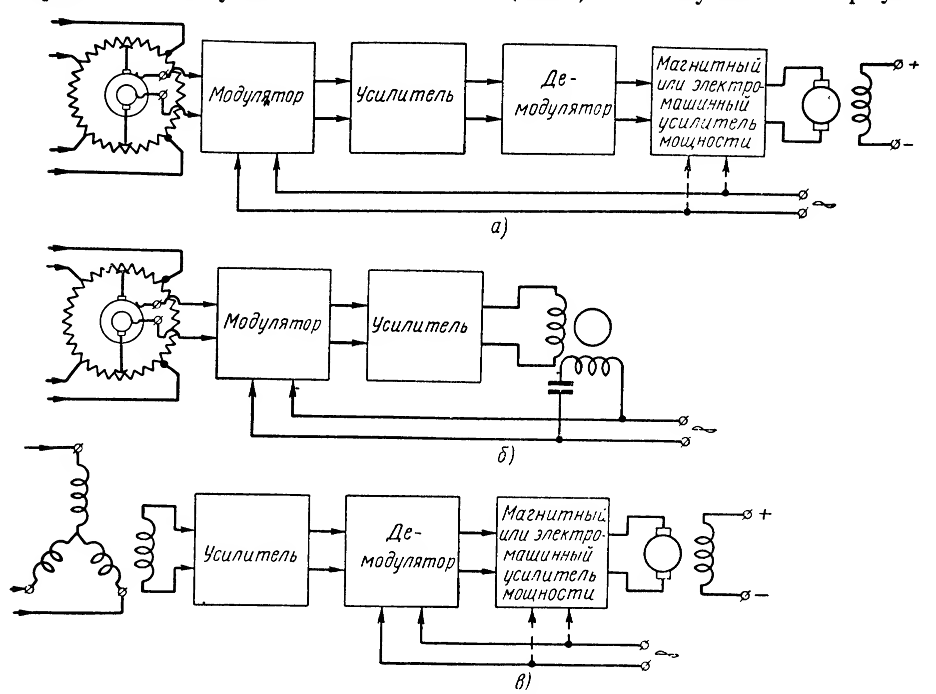
1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОДУЛЯТОРОВ И ДЕМОДУЛЯТОРОВ

Структурная схема усилителя с электронными и полупроводниковыми преобразовательными элементами зависит от типа датчика и приемника дистанционного следящего привода, а также от типа двигателя (фиг. V. 1).

На схеме, представленной на фиг. V. 1, *а* , с потенциометрического приемника снимается напряжение постоянного тока, которое подается на модулятор. Здесь входной сигнал преобразуется в напряжение переменного тока с пропорциональной амплитудой и фазой, зависящей от полярности сигнала. При изменении полярности фаза скачком изменяется на 180°. Полученное напряжение переменного тока усиливается электронным усилителем и подается на демодулятор, который осуществляет обратное преобразование. В зависимости от амплитуды и фазы напряжения, поступающего на демодулятор, на

его выходе появляется управляющий сигнал постоянного тока той или иной полярности. Такое двойное преобразование дает возможность вместо усилителей постоянного тока, отличающихся невысокой стабильностью, применять достаточно стабильные и простые усилители переменного тока.

Напряжение постоянного тока усиливается магнитным или электромашинным усилителем мощности (ЭМУ) и поступает в якорную

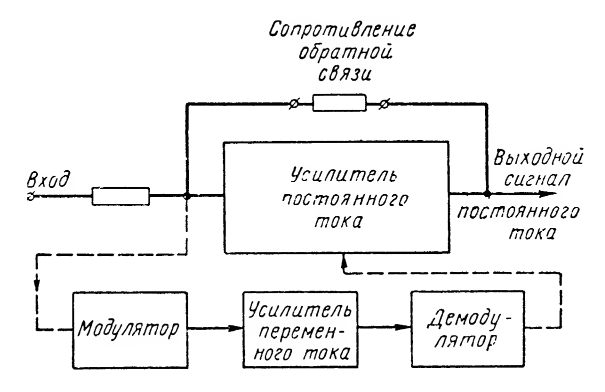


Фиг. V. 1. Примеры применения модуляторов и демодуляторов в следящих системах.

цепь исполнительного двигателя. В качестве исполнительного двигателя может быть использован и двигатель переменного тока. В этом случае применение демодулятора необязательно (см. фиг. V. 1, *б*).

В следящих системах, работающих на переменном токе, применение модулятора также необязательно. Например, на фиг. V. 1, *в* показана структурная схема дистанционного следящего привода, работающего на переменном токе с исполнительным двигателем постоянного тока. При использовании исполнительного двигателя постоянного тока целесообразно применение демодулятора или магнитного усилителя, так как к. п. д. магнитного усилителя значительно больше к. п. д. усилителя переменного тока, основанного на электронных лампах. Примером применения преобразовательных элементов может служить использование модулятора и демодулятора для уменьшения «дрейфа нуля» в усилителях постоянного тока в вычислительных устройствах непрерывного действия (фиг. V. 2)

Коэффициент преобразования. Модуляторы и демодуляторы представляют собой нелинейные шестиполюсники (фиг. V. 3). На клеммы *1* и *2* подается входное напряжение $U_{вх}$, а на клеммы *3* и *4* — так называемое о п о р н о е (н е с у щ е е) н а п р я ж е н и е сети

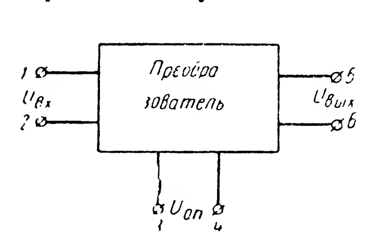


Фиг. V. 2. Схема усилителя постоянного тока с коррекцией напряжения дрейфа нуля.

переменного тока (или напряжение от специального генератора несущей частоты) $U_{оп}$.

С клемм *5* и *6* снимается выходное напряжение $U_{вых}$. Преобразование, осуществляемое модулятором, когда на его вход подается медленно меняющееся напряжение постоянного тока $U_{вх}(t)$, можно выразить следующей зависимостью:

$$U_{вых}(t) = U_{вх}(t) \sum_{n} K_n \cos n\omega t, \qquad (V.\ 1)$$



Фиг. V. 3. Схема шестиполюсника.

где $U_{вых}(t)$ — выходное напряжение модулятора;

$U_{вх}(t)$ — напряжение на входе модулятора;

K_n — постоянные коэффициенты;

ω — угловая частота опорного (несущего) напряжения.

В результате нелинейного преобразования входного сигнала на выходе модулятора появляется сигнал сложной формы, имеющий достаточно широкий спектр и содержащий постоянную составляющую и гармоники, кратные частоте опорного напряжения.

Обычно с помощью фильтров выделяется первая гармоника, так как она имеет наибольшую амплитуду, а остальные гармоники подавляются.

Следовательно, уравнение (V. 1) можно заменить уравнением

$$U_{вых}(t) = U_{вх}(t) K_1 \cos \omega t = U_m \cos \omega t, \qquad (V.\ 2)$$

из которого следует, что

$$K_1 = \frac{U_{m1}}{U_{вх}}.$$

Коэффициент K_1, равный отношению амплитуды первой гармоники выходного напряжения модулятора к величине входного напряжения, называется коэффициентом преобразования (передачи) модулятора.

Угловую частоту опорного напряжения обычно выбирают таким образом, чтобы

$$U_{вх}(t) \approx U_{вх}(t + T),$$

где T — период опорного напряжения.

За время T входное напряжение практически должно оставаться неизменным.

Для демодулятора входное напряжение изменяется по синусоидальному закону:

$$U_{вх}(t) = U_m \sin \omega t.$$

Выходное напряжение демодулятора содержит постоянную составляющую и гармоники, кратные частоте сигнала. С помощью фильтра нижних частот выделяется постоянная составляющая напряжения, которая и является выходным (полезным) напряжением демодулятора.

Коэффициентом преобразования (передачи) демодулятора называется отношение постоянной составляющей его выходного напряжения к амплитудному значению входного сигнала.

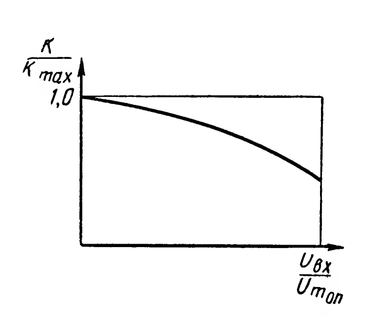
Этот коэффициент зависит от уровня входного напряжения. Как для модуляторов, так и для демодуляторов величина коэффициента преобразования K уменьшается в случае увеличения входного сигнала $U_{вх}$, при фиксированном значении амплитуды опорного напряжения $U_{оп}$.

Примерный вид зависимости показан на фиг. V. 4. По оси ординат отложено относительное изменение коэффициента передачи $\frac{K}{K_{max}}$, а по оси абсцисс — относительное значение входного сигнала $\frac{U_{вх}}{U_{m\,оп}}$.

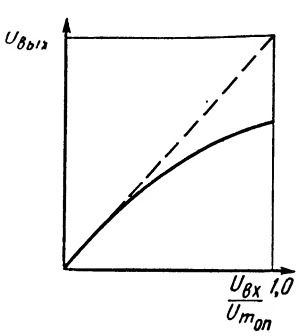
Часто вместо кривой, показанной на фиг. V. 4, в качестве характеристики модулятора или демодулятора приводят так называемую амплитудную характеристику, которая непосредственно определяет связь между входным и выходным напряжениями при фиксированном значении амплитуды опорного напряжения (фиг. V. 5). Следует заметить, что амплитудная характеристика может быть получена путем интегрирования кривой, представленной на фиг. V. 4.

По одной из кривых, представленных на фиг. V. 4 и V. 5, можно определить статический коэффициент передачи модулятора или демодулятора при любом уровне входного сигнала и степень нелинейных искажений, вносимых преобразователем в зависимость $U_{вх}(t)$.

Временные (динамические) характеристики. Вследствие наличия в схемах модуляторов и демодуляторов фильтров для выделения пер-



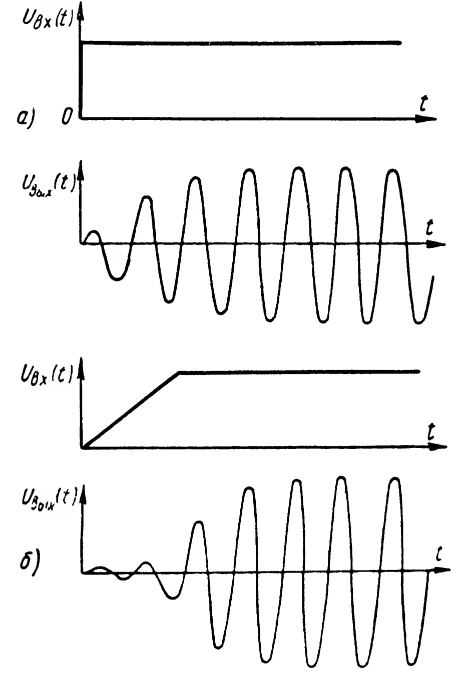
Фиг. V. 4. Зависимость коэффициента преобразования от уровня входного напряжения.



Фиг. V. 5. Амплитудная характеристика преобразователя.

вой гармоники и постоянной составляющей из спектра выходного напряжения огибающая переменного напряжения на выходе модулятора или изменение постоянной составляющей на выходе демодулятора отличаются от значения $U_{вх}(t)$. При сохранении формы появляется некоторый временный сдвиг t_0, т. е.

$$U_{вых}(t) = K[U_{вх}(t)]\,U_{вх}(t - t_0).$$



Фиг. V. 6. Временные характеристики модулятора.

Примерный вид временных характеристик модулятора приведен на фиг. V. 6.

Непосредственно вычислить временные характеристики преобразователей в ряде случаев не удается, и приходится их определять экспериментально либо по переходному процессу при единичном воздействии, либо по частотным и фазовым характеристикам.

Методы экспериментального определения статических и динамических характеристик преобразователей изложены в главе XIV.

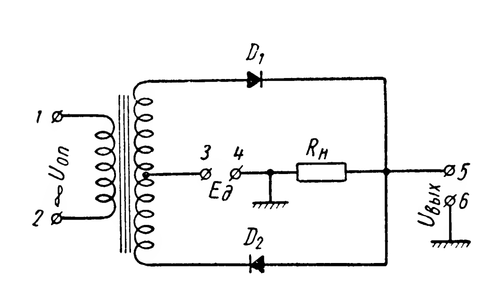
Уровень остаточного напряжения. Если входное напряжение равно нулю, то выходное напряжение преобразователя обычно отлично от нуля. Уровень остаточного напряжения является очень

важной характеристикой преобразователя, так как вследствие нелинейности амплитудной характеристики преобразователя он определяет динамический диапазон входного и выходного напряжений.

Обычно в хорошо отрегулированных преобразователях уровень остаточного напряжения невелик и составляет —(40—60) *дб* по отношению к максимальному значению выходного напряжения.

2. МОДУЛЯТОРЫ

Как указывалось выше, модуляторы являются нелинейными шестиполюсниками и предназначены для преобразования медленно меняющихся управляющих сигналов постоянного тока, снимаемых обычно с различного рода датчиков или приемников, в сигналы



Фиг. V. 7. Принципиальная схема однополупериодного модулятора.

Фиг. V. 8. Эквивалентная схема модулятора.

переменного тока пропорциональной величины, с фазой, изменяющейся на 180° при перемене полярности управляющего сигнала.

В системах автоматического регулирования применяются модуляторы нескольких типов. Наиболее часто применяют модуляторы, в которых используются полупроводниковые или вакуумные диоды и реже — электронные лампы и фотоэлементы.

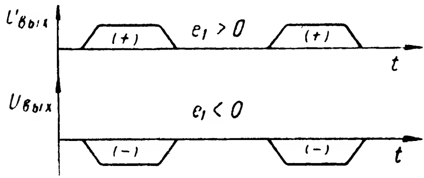
Однополупериодная схема модулятора на полупроводниковых или вакуумных диодах. Модулятор, основанный на диодах (фиг. V. 7), действует следующим образом. На первичную обмотку трансформатора (клеммы *1*—*2*) подается напряжение переменного тока несущей частоты $U_{оп}$ (иногда это напряжение называют опорным). На клеммы *3* и *4* подается напряжение датчика $E_д$, подлежащее преобразованию в напряжение переменного тока несущей частоты.

Выходное напряжение модулятора $U_{вых}$ снимается с клемм *5*—*6*.

Для пояснения принципа действия модулятора обратимся к эквивалентной схеме, приведенной на фиг. V. 8, где *e* — мгновенное значение напряжения переменного тока несущей частоты на половине вторичной обмотки трансформатора, e_1 — мгновенное значение напряжения, снимаемого с датчика.

Так как диоды соединены последовательно и согласно, а амплитуда напряжения переменного тока обычно больше максимального значения напряжения датчика, то диоды проводят ток только в тече-

ние одного полупериода опорного напряжения. Если принять, что полярность мгновенных значений напряжений, приложенных к модулятору, соответствует обозначенным на фиг. V. 8, то станет очевидным, что $i_1 > i_2$, так как в первом контуре действующее напряжение равно $e + e_1$, а во втором $e - e_1$. Следовательно, клемма *5* будет иметь положительный потенциал по отношению к клемме *6*. Напряжение e_1 изменяется значительно медленнее опорного напряжения e, и поэтому на выходе последовательно появляются положительные импульсы, частота повторения которых равна частоте опорного напряжения. Если изменить полярность напряжения e_1, то сила тока i_2 станет больше силы тока i_1 и на выходе модулятора появится последовательность импульсов отрицательной полярности.



Фиг. V. 9. Последовательность импульсов на выходе модулятора.

Выходное напряжение модулятора $U_{вых}$ находится в нелинейной зависимости от напряжения, снимаемого с датчика $E_д$. Кроме того, выходное напряжение по форме близко к трапецеидальному (фиг. V. 9). Если выделить первую гармонику, например, с помощью резонансного усилителя, то между амплитудой основной гармоники и напряжением, снимаемым с датчика, будет линейная зависимость до вполне определенных значений отношения $\frac{E_д}{E_m}$. При изменении полярности напряжения $E_д$ фаза выходного напряжения скачком изменяется на 180°.

Рассмотрим более подробно эквивалентную схему модулятора, приведенную на фиг. V. 8.

В данном случае $e = E_m \sin \omega t$, $e_1 = E_д$.

Предположим, что характеристики диодов одинаковы и достаточно точно аппроксимируются выражениями

$$\left.\begin{aligned} i &= \frac{U_д}{R_i} \text{ при } U_д \geqslant 0; \\ i &= 0 \text{ при } U_д < 0. \end{aligned}\right\} \qquad (V.3)$$

Активное сопротивление каждой половины вторичной обмотки трансформатора вместе с внутренним сопротивлением диода обозначим через R_i, а выходное сопротивление датчика добавим к сопротивлению нагрузки и обозначим через R.

В этих условиях при чисто активной нагрузке будут справедливы уравнения

$$\left.\begin{aligned} e + e_1 &= U_{д_1} + i_1R - i_2R; \\ e - e_1 &= U_{д_2} - i_1R + i_2R; \\ U_{вых} &= R(i_1 - i_2). \end{aligned}\right\} \qquad (V.4)$$

Через диоды ток проходит только тогда, когда $U_{д_1} > 0$ и $U_{д_2} > 0$. Левую часть первых двух уравнений можно представить графически (фиг. V. 10). Пока $e + e_1 < 0$, оба диода не проводят ток и $i_1 = i_2 = 0$.

При $e + e_1 = 0$ первый диод отпирается, а второй остается запертым, так как $e - e_1 < 0$.

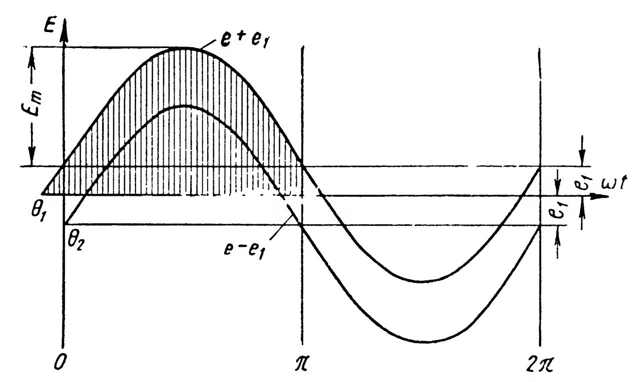
Для этих моментов времени вместо двух уравнений будет справедливо лишь первое, которое запишется следующим образом:

и

$$\left.\begin{aligned} e + e_1 &= U_{\partial_1} + i_1 R \\ i_1 &= \frac{e + e_1}{R + R_1}, \end{aligned}\right\} \qquad (V.\ 5)$$

или, так как

$$U_{\partial_1} = i_1 R_i,$$



Фиг. V. 10. Графики напряжений, действующих на диоды.

то начальный угол отсечки θ определяется из соотношения

$$e + e_1 = 0$$

или

$$E_m \sin \theta_1 = -e_1,$$

откуда

$$\theta_1 = -\arcsin \frac{e_1}{E_m} \approx -\frac{e_1}{E_m}.$$

Момент отпирания второго диода определится из условия $U_{\partial_2} = 0$. Подставляя значение тока i_1 из формулы (V. 5) во второе уравнение системы (V. 4), получим

$$E_m \sin \theta_2 = \frac{e_1}{\frac{2R}{R_i} + 1} \approx e_1 \frac{R_i}{2R};$$

отсюда

$$\theta_2 = \arcsin \left(\frac{e_1}{E_m} \cdot \frac{1}{\frac{2R}{R_i} + 1} \right)$$

или приближенно

$$\theta_2 \approx \arcsin \left(\frac{e_1}{E_m} \cdot \frac{R_i}{2R} \right) \approx \frac{e_1}{E_m} \frac{R_i}{2R}.$$

Таким образом, при $-\theta_1 \leqslant \omega t \leqslant \theta_2$ проводит ток только первый диод и $U_{вых} = + i_1 R$. При $\theta_2 \leqslant \omega t \leqslant \pi - \theta_2$ проводят оба

диода и $U_{вых} = (i_2 - i_1)R$, а при $\pi - \theta_2 \leqslant \omega t \leqslant \pi + \theta_1$ снова проводит только первый диод и $U_{вых} = +i_1 R$.

Для случая, когда открыты оба диода, решая систему уравнений (V. 4), получим

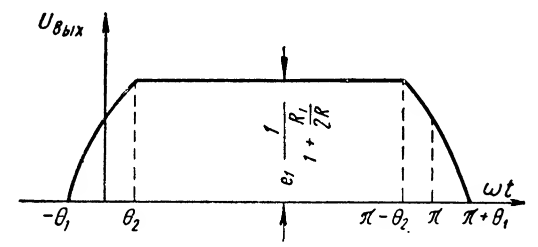
$$U_{вых} = e_1 \frac{1}{1 + \frac{R_i}{2R}} \approx e_1.$$

Форма выходного напряжения показана на фиг. V. 11.

Если принять $E_m \gg e_1$ и $R \gg R_i$, то форма импульса на выходе модулятора будет почти прямоугольной, а выходное напряжение можно представить следующим рядом:

$$U_{вых}(t) \approx \frac{e_1}{2} + \frac{2e_1}{\pi}\left(\sin \omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \ldots\right). \quad (V.6)$$

Если выделить, например, с помощью фильтра или резонансного усилителя одну из гармоник (обычно первую, так как она имеет



Фиг. V. 11. Форма импульса на выходе модулятора.

наибольшую амплитуду), то, как показывает выражение (V. 5), ее амплитуда оказывается пропорциональной напряжению, снимаемому с датчика:

$$U_{m_1} \approx \frac{2}{\pi} E_д. \quad (V.7)$$

Так как $E_д = e_1$ выходное напряжение можно представить следующим образом:

$$U_{вых}(t) \approx \frac{2}{\pi} E_д \sin \omega t = U_{m_1} \sin \omega t.$$

При изменении полярности напряжения $E_д$, снимаемого с датчика, фаза первой гармоники изменится на 180°, так как

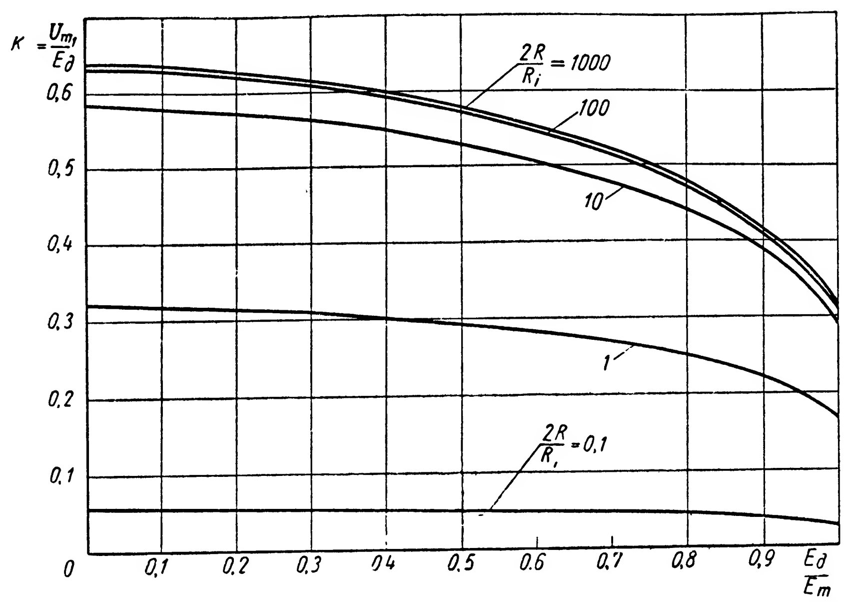
$$\frac{2}{\pi}(-E_д)\sin \omega t = \frac{2}{\pi} E_д \sin(\omega t \pm \pi).$$

Уравнение (V. 7) является приближенным. Точное выражение для амплитуды первой гармоники, полученное в результате разложения импульса выходного напряжения, показанного на фиг. V. 11, в ряд Фурье, имеет вид

$$U_{m_1} = E_m \cdot \frac{R}{R + R_i} \cdot \frac{1}{\pi}\left[(\theta_1 + \theta_2) + \frac{\sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2}{2}\right], \quad (V.8)$$

где E_m — амплитудное значение напряжения несущей частоты;
R — сопротивление нагрузки;
R_i — внутреннее сопротивление диода;
θ_1 — начальный угол отсечки;
θ_2 — конечный угол отсечки.

При малых углах отсечки, т. е. в тех случаях, когда $E_m \gg E_\partial$, $R \gg R_i$, выражения (V. 8) и (V. 7) полностью совпадают.



Фиг. V. 12. Зависимость коэффициента передачи модулятора от уровня входного сигнала при различных отношениях сопротивления нагрузки к внутреннему сопротивлению диода.

Коэффициент преобразования такого модулятора определяется по формуле

$$K = \frac{U_{m1}}{E_\partial} = \frac{R}{\pi\theta_1 (R + R_i)} \left[\theta_1 + \theta_2 + \frac{\sin 2\theta_1 \sin 2\theta_2}{2}\right]. \qquad (V. 9)$$

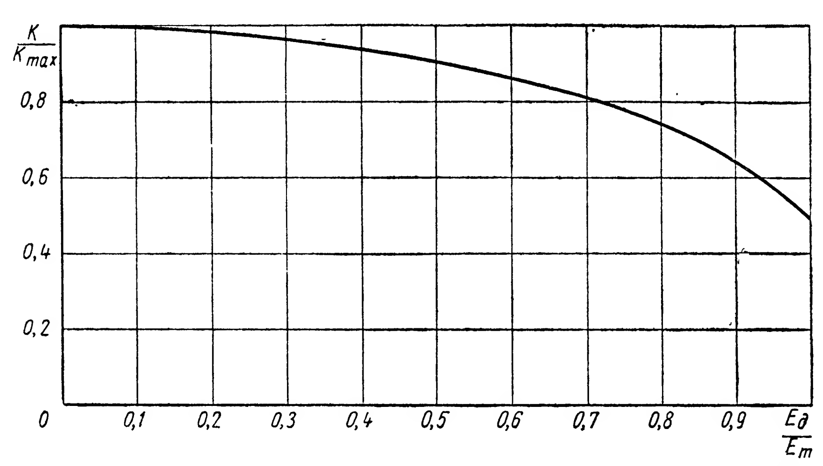
Заметим, что θ_1 является только функцией $\frac{E_\partial}{E_m}$, а θ_2 является функцией $\frac{E_\partial}{E_m}$ и $\frac{2R}{R_i}$.

Семейство кривых, рассчитанных по формуле (V. 9) (фиг. V. 12), дает возможность определить коэффициент передачи модулятора при любом отношении $\frac{E_\partial}{E_m}$ и различных отношениях $\frac{2R}{R_i}$.

Следует отметить, что отношение $\frac{K}{K_{max}}$ практически зависит только от отношения $\frac{E_\partial}{E_m}$, а коэффициент передачи модулятора K_{max} — только от отношения $\frac{2R}{R_i}$.

Семейство характеристик $K\left(\frac{E_\partial}{E_m}, \frac{2R}{R_i}\right)$ было использовано для построения зависимостей $\frac{K}{K_{max}}\left\{\frac{E_\partial}{E_m}\right\}$ и $K_{max}\left(\frac{2R}{R_i}\right)$, показанных на фиг. V. 13 и V. 14.

Первая кривая дает возможность определить амплитудное значение опорного напряжения по максимальному значению напряжения датчика $E_{\partial\, max}$ при заданном завале амплитудной характеристики. Например, нам необходимо получить модулятор, у которого завал



Фиг. V. 13. Зависимость коэффициента передачи модулятора от уровня входного напряжения.

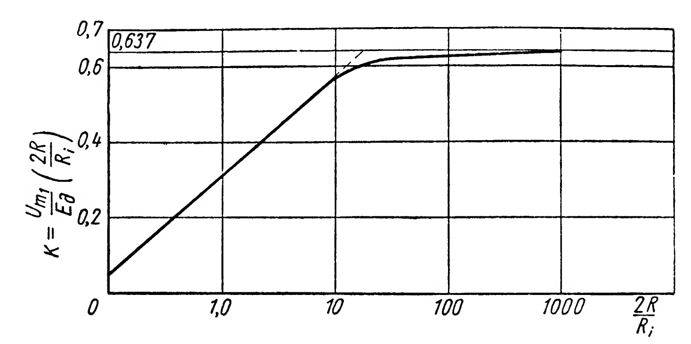
амплитудной характеристики при максимальном напряжении датчика не должен превышать 3%. На оси ординат отмечаем точку $\Delta K = 3\%$ и проводим прямую, параллельную оси абсцисс. Проекция точки пересечения на ось абсцисс определяет необходимое отношение $\frac{E_\partial}{E_m}$. Для нашего примера $\frac{E_\partial}{E_m} \approx 0{,}3$. Если же $E_{\partial_{max}} = 10$ *в*, то необходимо принять $E_m \approx (30 \div 35)$ *в*.

Вторая кривая служит для определения коэффициента преобразования модулятора по известному отношению $\frac{2R}{R_i}$. При $\frac{2R}{R_i} > 10$ приближенно можно считать, что $K \approx 0{,}635$. При $\frac{2R}{R_i} < 10$ коэффициент преобразования K может быть вычислен по формуле

$$K = 0{,}0577 + 0{,}261 \lg\left[10\frac{2R}{R_i}\right].$$

Однополупериодный модулятор является наиболее простым. К его основным недостаткам относятся: малый коэффициент преобразования, значительные амплитуды высших гармоник и переменный характер нагрузки на генератор напряжения несущей частоты.

Изменение нагрузки на генератор напряжения несущей частоты происходит вследствие того, что вторичная обмотка трансформатора нагружается только в течение одного полупериода напряжения переменного тока, когда диоды проводят ток. В течение второго полупериода диоды заперты и трансформатор работает в режиме холостого хода (если не считать тока обратной проводимости). Таким образом, в течение одного полупериода опорного напряжения входное сопротивление модулятора, со стороны генератора опорного напряжения, будет равно $2n^2R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление диода; n — коэффициент трансформации трансформатора. В те-



Фиг. V. 14. Зависимость коэффициента передачи модулятора от отношения сопротивления нагрузки к внутреннему сопротивлению диода.

чение второго полупериода, если не считать сопротивления потерь в меди, железе и тока обратной проводимости диодов, входное сопротивление модулятора настолько велико, что его можно принять равным бесконечности.

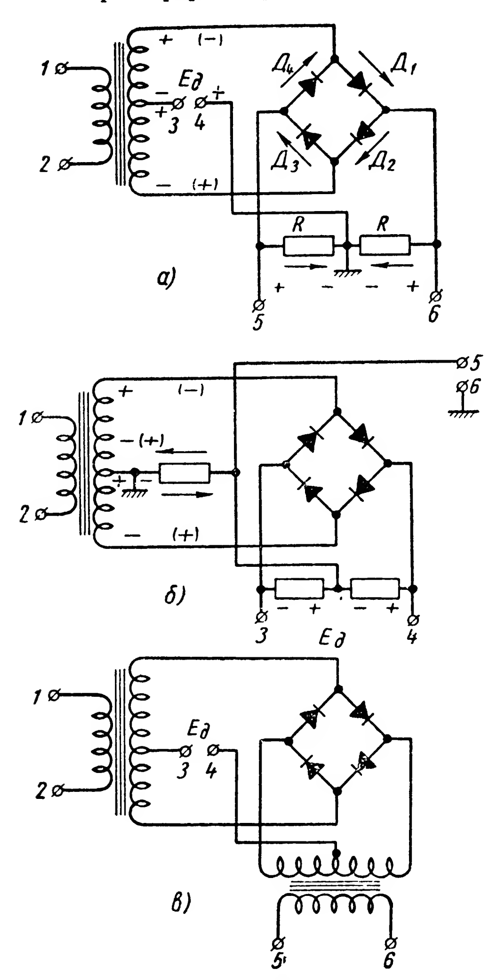
Если выходное сопротивление генератора опорного напряжения соизмеримо со входным сопротивлением модулятора, то форма напряжения на первичной обмотке в значительной степени искажается, а вследствие разрывного характера нагрузки может появиться нежелательная осцилляция, затрудняющая балансировку модулятора и создающая помехи работе других электронных устройств. Искажение формы выходного напряжения генератора несущей частоты приводит к появлению высших гармоник, которые в некоторых случаях нежелательны.

Двухполупериодная (кольцевая) схема модулятора на диодах (фиг. V. 15). На фиг. V. 15, *а* показана схема модулятора с несимметричным входом и симметричным выходом. Такую схему целесообразно использовать в тех случаях, когда за модулятором включен двухтактный усилитель на электронных лампах.

Схема модулятора с симметричным входом и несимметричным выходом показана на фиг. V. 15, *б*.

На фиг. V. 15, *в* приведена схема модулятора с несимметричным входом и трансформаторным выходом. Преимущество этой схемы заключается в том, что в ней отсутствует гальваническая связь

между входом и выходом модулятора. Кроме того, при помощи емкости, подключенной к первичной или вторичной обмоткам выходного трансформатора, можно образовать контур, настроенный на частоту спорного напряжения, для фильтрации основной гармоники.



Фиг. V. 15. Принципиальные схемы кольцевых (двухполупериодных) модуляторов.

В течение первого полупериода опорного напряжения работают диоды $Д_1$ и $Д_2$, а в течение второго полупериода — диоды $Д_3$ и $Д_4$. Если рассматривать работу модулятора, собранного по схеме, показанной на фиг. V. 15, *а*, то для каждого полупериода спорного напряжения будет справедлива эквивалентная схема, представленная на фиг. V. 8. Следовательно, все выводы, полученные ранее для однополупериодной схемы модулятора, можно использовать при анализе работы модулятора данного типа.

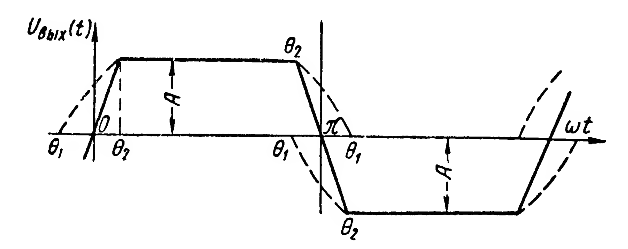
Если сопротивления нагрузки R сравнительно велики по отношению к выходному сопротивлению датчика и внутреннему сопротивлению диодов R_i, то обе пары контуров можно считать взаимно независимыми. Поэтому выходное напряжение модулятора можно представить как суперпозицию двух разнополярных последовательностей импульсов, показанных на фиг. V. 16. Соответственно амплитуда первой гармоники выходного напряжения такого модулятора будет в 2 раза больше амплитуды первой гармоники выходного напряжения однополупериодного модулятора:

$$U_{m_1} = 2E_m \frac{R}{R + R_i} \cdot \frac{1}{\pi} \left[\theta_1 + \theta_2 + \frac{\sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2}{2}\right]; \qquad (V. 10)$$

в уравнении (V. 10) приняты те же обозначения, что и в уравнении (V. 9).

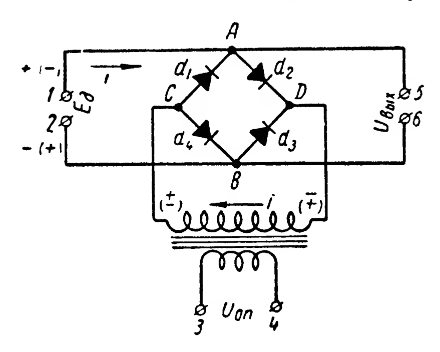
Нагрузка на генератор напряжения несущей частоты у двухполупериодного модулятора постоянная, что исключает возможность появления нежелательной осцилляции.

Выпрямительный модулятор (фиг. V. 17). Такой модулятор работает следующим образом. На клеммы *1* и *2* подается сигнал от датчика, т. е. напряжение $E_д$, подлежащий преобразованию, на клеммы



Фиг. V. 16. График выходного напряжения модулятора.

3 и *4* — опорное напряжение $U_{оп}$, а с клемм *5* и *6* снимается преобразованное напряжение переменного тока. Опорное синусоидальное напряжение со вторичной обмотки трансформатора подается на диагональ *CD* выпрямительного мостика. В течение одного полупериода, когда точка *C* имеет положительный потенциал по отношению к точке *D*, диоды открыты, а в течение второго полупериода закрыты. Если амплитуда опорного напряжения на много больше амплитуды напряжения датчика $E_д$, то условия, при которых отпираются и запираются диоды, определяются только величиной опорного напряжения.



Фиг. V. 17. Принципиальная схема выпрямительного модулятора.

Когда диоды открыты, точки *A* и *B* выпрямительного мостика оказываются замкнутыми через внутреннее сопротивление диодов и вторичную обмотку трансформатора. Если напряжение датчика $E_д > 0$, то ток проходит от клеммы *1* через диод d_2, вторичную обмотку трансформатора и диод d_4 к клемме *2*. Если $E_д < 0$, ток течет от клеммы *2* через диод d_3, вторичную обмотку трансформатора и диод d_1 к клемме *1*. Если характеристики диодов одинаковы, а выходное сопротивление датчика превышает внутреннее сопротивление открытых диодов и сопротивление вторичной обмотки трансформатора, то при открытых диодах $d_1, \ldots, d_4$ потенциал точки *A* будет равен потенциалу точки *B*. Выходное напряжение, снимаемое с клемм *5* и *6*, в этом случае равно нулю. В течение второго полупериода опорного напряжения диоды закрываются и сопротивление между точками *A* и *B* настолько возрастает, что его можно принять равным

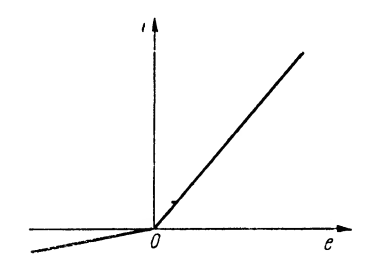
бесконечности. Напряжение датчика оказывается приложенным к клеммам *5* и *6*.

Следует отметить, что характер процессов, происходящих в рассматриваемой нелинейной системе, довольно сложен, и приведенное выше объяснение принципа действия дано весьма упрощенно.

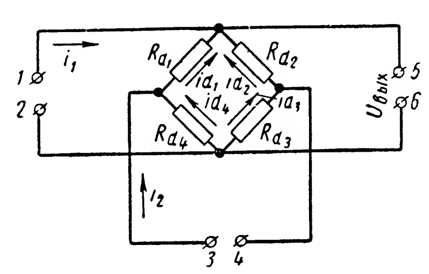
Некоторые количественные соотношения могут быть получены при аппроксимации характеристик диодов отрезками прямых с разными наклонами (см. фиг. V. 18). В этом случае внутреннее сопротивление диода можно представить уравнением

$$R_\partial = \frac{R_1 + R_2}{2} + \frac{R_1 - R_2}{2} \operatorname{sgn} i, \qquad (V.\ 11)$$

где R_1 — сопротивление прямой проводимости диода;
R_2 — сопротивление обратной проводимости диода.



Фиг. V. 18. Идеализированная характеристика полупроводникового диода.



Фиг. V. 19. Эквивалентная схема выпрямительного модулятора.

При выполнении принятого выше условия, что выходное сопротивление датчика намного больше входного сопротивления модулятора, ток i_1, поступающий от датчика, можно считать постоянным, а ток i_2, получаемый от источника опорного напряжения, изменяется по следующему закону:

$$i_2 = I_m \sin \omega t.$$

В каждый момент времени для данного модулятора будет справедлива эквивалентная схема, показанная на фиг. V. 19, где сопротивления R_{d_1}, R_{d_2} и т. д. определяются согласно формуле (V. 11). Для этой схемы:

$$i_1 = i_{d_2} - i_{d_1};$$

$$i_2 = i_{d_1} + i_{d_4};$$

$$i_{d_2} = i_{d_4}; \quad i_{d_1} = i_{d_3};$$

отсюда

$$i_{d_1} = \frac{1}{2}(i_2 - i_1)$$

и

$$i_{d_2} = \frac{1}{2}(i_2 + i_1).$$

Напряжение на выходе модулятора составляет

$$U_{вых} = i_{d_1} R_{d_1} - i_{d_2} R_{d_2},$$

или

$$U_{вых} = \frac{i_2}{2}\left(R_{d_1} - R_{d_2}\right) - \frac{i_1}{2}\left(R_{d_1} + R_{d_2}\right). \qquad (V.\ 12)$$

Для определения выходного напряжения необходимо вычислить сопротивления R_{d_1} и R_{d_2} по формуле (V. 11), причем величина этих сопротивлений зависит от $\operatorname{sgn} i_{d_1}$ и $\operatorname{sgn} i_{d_2}$.

При вычислениях наиболее просто воспользоваться графиками, представленными на фиг. V. 20. Кривые *а* и *б* показывают изменение токов, проходящих соответственно через диоды d_2, d_4 и d_1, d_3. На графиках *в* и *г* фиг. V. 20 показано изменение сопротивления R_{d_1} и R_{d_2}, а на графиках *д* и *е* — изменение $R_{d_1} + R_{d_2}$ и $R_{d_1} - R_{d_2}$.

Если ввести угол отсечки

$$\theta = \arcsin\frac{i_1}{I_m} = \arcsin\alpha,$$

то изменение $R_{d_1} \pm R_{d_2}$ во времени можно записать в виде следующих уравнений:

$$R_{d_1} - R_{d_2} = 0 \text{ при } (n\pi + \theta) < \omega t < [(n+1)\pi - \theta], \quad (n = 0, 1, 2, \ldots);$$

$$R_{d_1} - R_{d_2} = R_2 - R_1 \text{ при } (n\pi - \theta) < \omega t < (n\pi + \theta);$$

$$R_{d_1} + R_{d_2} = 2R_1 \text{ при } k\pi + \theta < \omega t < (k+1)\pi - \theta, \quad (k = 0, 2, 4, \ldots);$$

$$R_{d_1} + R_{d_2} = R_2 + R_1 \text{ при } n\pi - \theta < \omega t < n\pi + \theta, \quad (n = 0, 1, 2, 3, \ldots);$$

$$R_{d_1} + R_{d_2} = 2R_2 \text{ при } m\pi + \theta < \omega t < (m+1)\pi - \theta, \quad (m = 1, 3, 5, \ldots).$$

После умножения $(R_{d_1} - R_{d_2})$ на $\frac{i_2}{2}$ и $(R_{d_1} + R_{d_2})$ на $\frac{i_1}{2}$ и суммирования уравнение (V. 12) можно представить в виде ряда Фурье. Опуская промежуточные выкладки, приведем выражение для амплитуды первой гармоники выходного напряжения модулятора:

$$U_{m_1} = \frac{R_2 - R_1}{2\pi}\left\{I_m(2\theta - \sin 2\theta) + 4i_1\cos\theta\right\}. \qquad (V.\ 13)$$

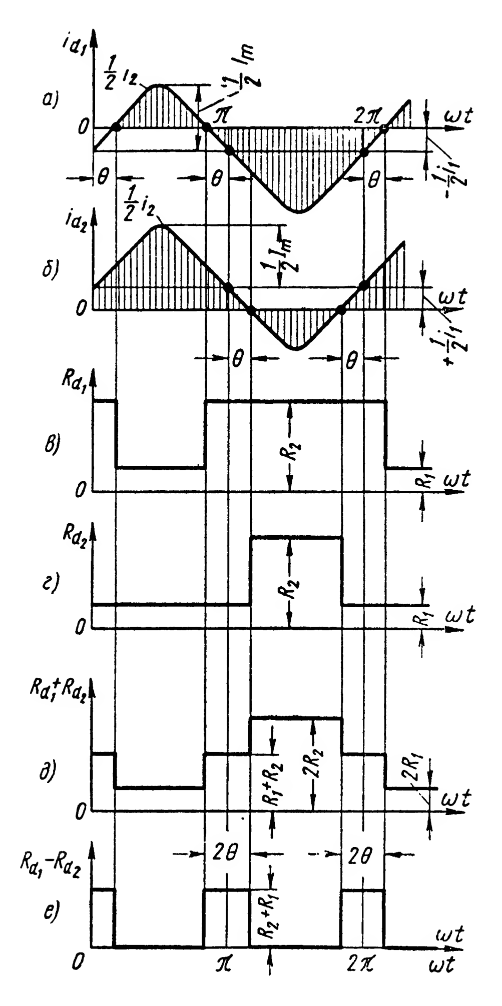
Поделив правую и левую части уравнения (V. 13) на величину входного тока i_1, получим выражение для коэффициента передачи модулятора:

$$K = \frac{U_{m_1}}{i_1} = \frac{R_2 - R_1}{2\pi}\left[\frac{2\theta - \sin 2\theta}{\alpha} + 4\cos\theta\right] = K(\alpha). \qquad (V.\ 14)$$

Коэффициент передачи модулятора зависит только от $\alpha = \frac{i_1}{I_m}$, так как $\theta = \arcsin\alpha$.

Из уравнения (V. 14) следует, что максимальное значение коэффициента преобразования модулятора будет равно

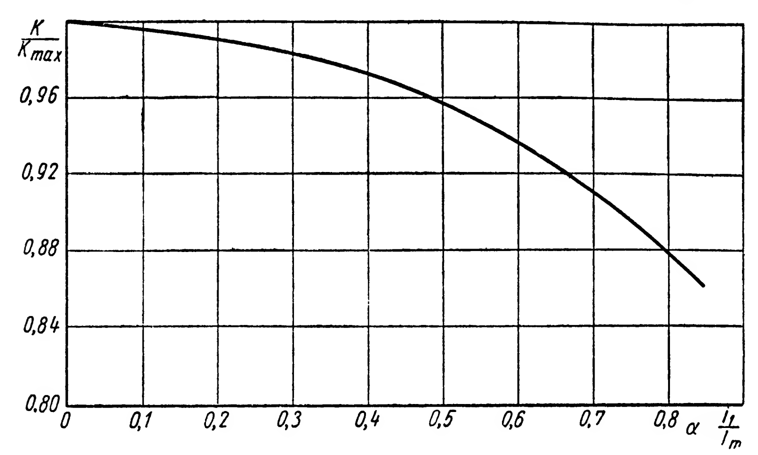
$$K_{\max} = \frac{2}{\pi}(R_2 - R_1).$$



Фиг. V. 20. Графики, иллюстрирующие процессы в выпрямительном модуляторе.

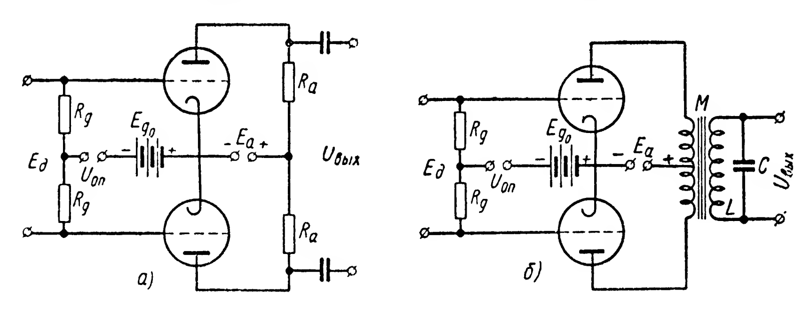
График, приведенный на фиг. V. 21, показывает, что амплитудная характеристика такого модулятора также нелинейна. По мере увеличения входного тока, если $I_m = \text{const}$, коэффициент передачи модулятора уменьшается.

Модулятор, собранный на электронных лампах и действующий от источника анодного напряжения постоянного тока (фиг. V. 22). В схеме такого модулятора могут использоваться как триоды, так и другие лампы, например тетроды, пентоды и т. п. На фиг. V. 22, *а*



Фиг. V. 21. Зависимость коэффициента передачи модулятора от величины входного тока.

изображена схема модулятора с активными сопротивлениями в анодных цепях электронных ламп, а на фиг. V. 22, *б* анодные цепи электронных ламп имеют трансформаторную связь с колебательным контуром, который осуществляет фильтрацию первой гармоники.



Фиг. V. 22. Принципиальные схемы однополупериодных модуляторов на электронных лампах.

Тип лампы и ее режим выбираются с таким расчетом, чтобы возле рабочей точки анодный ток i_a, в зависимости от напряжения на управляющей сетке U_g, изменялся по следующему закону

$$\Delta i_a = a\Delta U_g + b(\Delta U_g)^2 + \cdots$$

Для рассматриваемой схемы

$$U_g = \frac{E_\partial}{2} + U_m \sin \omega t - E_{g_0}$$

и для фиксированного момента времени

$$\Delta U_g = \frac{1}{2} \Delta E_\partial + U_m \sin \omega t. \qquad (V.\ 15)$$

Напряжение на выходе модулятора определяется по формуле

$$U_{вых} = R_1 (\Delta i_1 - \Delta i_2).$$

Если напряжение датчика E_∂ равно нулю, то $\Delta i_1 = \Delta i_2$ и напряжение на выходе модулятора также равно нулю. Если же напряжение датчика отличается от нуля, то

$$\Delta i_1 = a \Delta U_{g_1} + b (\Delta U_{g_1})^2 + \cdots,$$

а

$$\Delta i_2 = a \Delta U_{g_2} + b (\Delta U_{g_2})^2 + \cdots$$

и

$$\Delta i_1 - \Delta i_2 = a (\Delta U_{g_1} - \Delta U_{g_2}) + b [(\Delta U_{g_1})^2 - (\Delta U_{g_2})^2] + \cdots$$

Подставляя значения ΔU_{g_1} и ΔU_{g_2} из уравнения (V. 15), получим

$$\Delta i_1 - \Delta i_2 = a \Delta E_\partial + 2b U_m E_\partial \sin \omega t.$$

Переменная составляющая выходного напряжения модулятора определяется по формуле

$$U_{вых} = 2b R_a E_\partial U_m \sin \omega t. \qquad (V.\ 16)$$

Из уравнения (V. 16) следует, что при изменении полярности напряжения датчика фаза напряжения переменного тока скачком изменяется на 180°.

Амплитудное значение выходного напряжения модулятора определяется по формуле

$$U_{m\,вых} = 2b R_a U_m E_\partial = K E_\partial.$$

Постоянная K называется **коэффициентом преобразования модулятора**:

$$K = \frac{U_{m\,вых}}{E_\partial} = 2b R_a U_m.$$

Для ламповых модуляторов $K > 1$, а входное сопротивление модулятора может быть достаточно большим (около 10^6 *ом*) как с той стороны, с которой подключается датчик, так и с той, с которой подключается генератор опорного напряжения. Эти особенности ламповых модуляторов улучшают их характеристику, хотя и усложняют схему.

Уравнение (V. 16) получено при условии, что электронная лампа работает без отсечки анодного тока. Практически, однако, это усло-

вие выполняется весьма редко и поэтому представляет интерес работа схемы при отсечке анодного тока (фиг. V. 23).

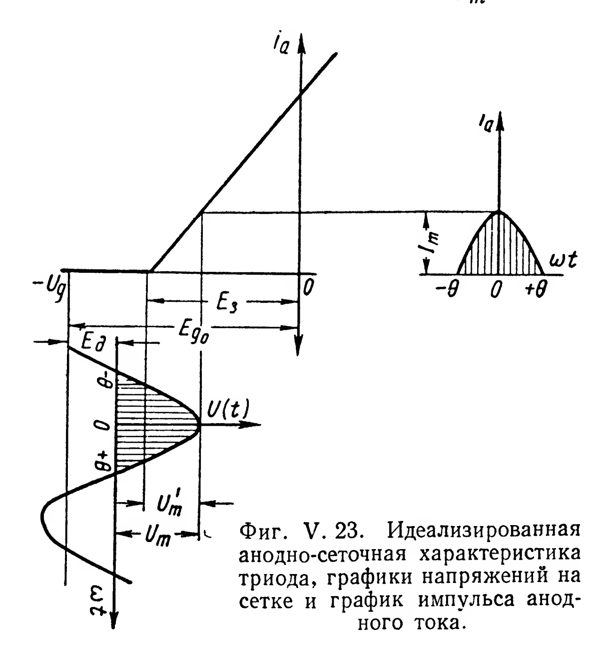
В данном случае $E_a = \text{const}$ и $R_a = \text{const}$. Следовательно, крутизну динамической характеристики S_∂ можно выразить через крутизну статической характеристики S:

$$S_\partial = S \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i}}.$$

Амплитуда импульса анодного тока определяется по формуле

$$i_m = U'_m S_\partial = S_\partial U_m (1 - \cos\theta),$$

где θ — угол отсечки, равный $\arcsin \frac{E_{\partial_0} - \frac{1}{2} E_\partial - E_з}{U_m}$.



Фиг. V. 23. Идеализированная анодно-сеточная характеристика триода, графики напряжений на сетке и график импульса анодного тока.

Разложив косинусоидальный импульс в ряд Фурье, найдем амплитуду первой гармоники тока:

$$i_1 = S_\partial U_m \frac{2\theta - \sin 2\theta}{2\pi}.$$

Характер зависимости величины i_1 от θ показан на фиг. V. 24. Если ко входу модулятора подключается напряжение датчика, рабочая точка для одной лампы смещается на $\frac{E_\partial}{2}$ — вправо (фиг. V. 25), а для второй лампы — на такую же величину влево.

Соответственно угол отсечки для импульса анодного тока первой лампы будет равен

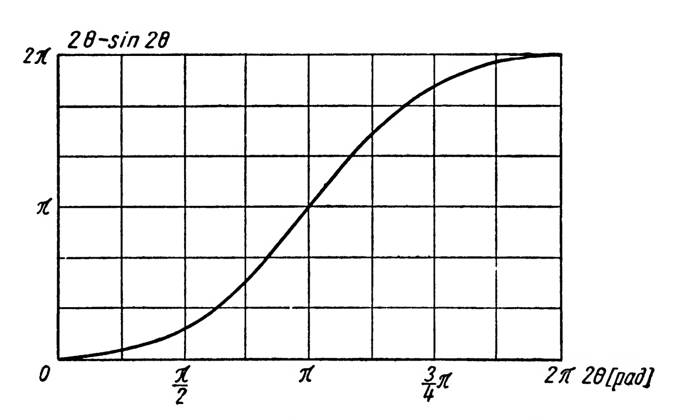
$$\theta_1 = \theta_0 + \Delta\theta_1, \tag{V. 17}$$

а для второй лампы

$$\theta_2 = \theta_0 - \Delta\theta_2. \tag{V. 18}$$

Таким образом, амплитуда первой гармоники анодного тока первой лампы определяется по формуле

$$i_1 = \frac{S_\partial U_m}{2\pi}(2\theta_1 - \sin 2\theta_1). \tag{V. 19}$$



Фиг. V. 24. График функции $2\theta - \sin 2\theta$.

а для второй лампы

$$i_2 = \frac{S_\partial U_m}{2\pi}(2\theta_2 - \sin 2\theta_2). \tag{V. 20}$$

Напряжение первой гармоники на выходе модулятора будет равно

$$U_{вых} = R(i_1 - i_2). \tag{V. 21}$$

Подставляя значения i_1 и i_2 из формул (V. 19, V. 20) в уравнение (V. 21), получим

$$U_{вых} = \frac{S_\partial R U_m}{2\pi}[(2\theta_1 - 2\theta_2) - (\sin 2\theta_1 - \sin 2\theta_2)]. \tag{V. 22}$$

Для определения оптимального значения начального угла отсечки θ_0 дважды продифференцируем выражение (V. 22), учитывая соотношения (V. 17), (V. 18) по θ, и определим максимальное значение производной.

В результате этого устанавливаем, что при $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$ приращение тока первой гармоники по отношению к приращениям угла отсечки будет максимальным. Это подтверждает и график функции $y = 2\theta - \sin 2\theta$, показанный на фиг. V. 24,

При $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$ с учетом соотношений (V. 17), (V. 18) и (V. 22) определим напряжение на выходе модулятора:

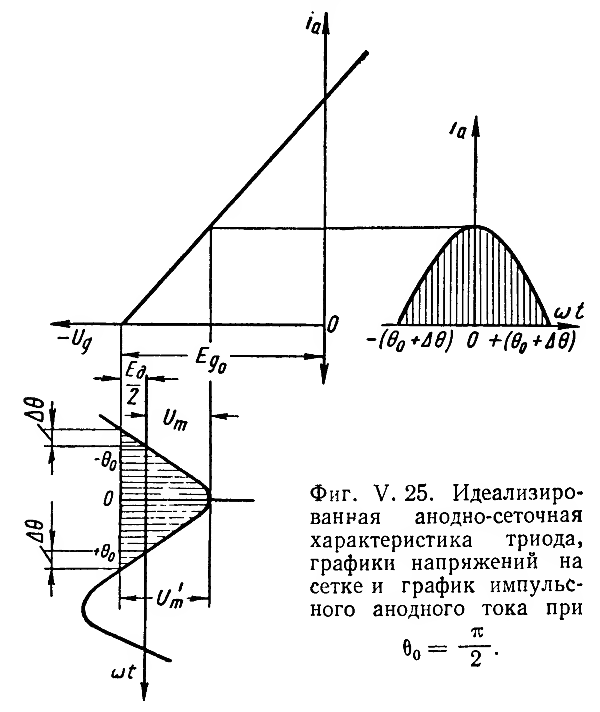
$$U_{вых} = \frac{RS_\partial U_m}{\pi}(2\Delta\theta + \sin 2\Delta\theta). \qquad (V. 23)$$

Если принять начальный угол отсечки $\theta_0 \neq \frac{\pi}{2}$ произвольным, то напряжение на выходе модулятора определяется выражением

$$U_{вых} = \frac{RS_\partial U_m}{\pi}\{(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2) -$$

$$- \cos[2\theta_0 + \Delta\theta_1 - \Delta\theta_2]\sin(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2)\}. \qquad (V. 24)$$

Для того чтобы θ_0 было равно $\frac{\pi}{2}$, напряжение смещения E_{∂_0} должно равняться напряжению отсечки $E_з$ (фиг. V. 25).



Фиг. V. 25. Идеализированная анодно-сеточная характеристика триода, графики напряжений на сетке и график импульсного анодного тока при $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$.

График, изображенный на фиг. V. 25, показывает, что

$$\sin\Delta\theta = \frac{E_\partial}{2U_m},$$

или с точностью до 1%, при $\frac{E_\partial}{2U_m} < 0{,}245$,

$$\Delta\theta \approx \frac{E_\partial}{2U_m}.$$

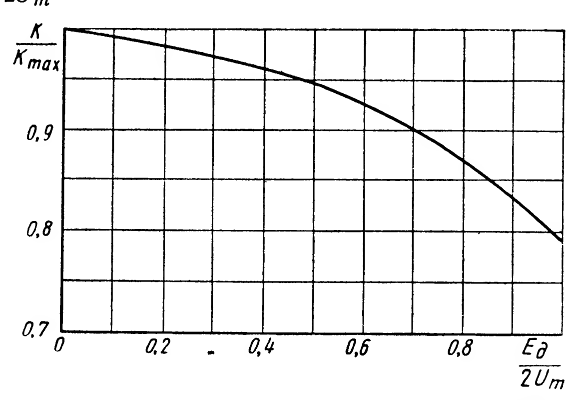
При малых углах отсечки выражение (V. 24) примет вид

$$U_{вых} \approx \frac{2RS_{\partial}E_{\partial}}{\pi}.$$

Коэффициент преобразования модулятора по первой гармонике будет равен

$$K_{max} = \frac{2S_{\partial}R}{\pi} = \frac{2}{\pi}\mu\frac{R_a}{R_a + R_i}. \qquad (V. 25)$$

На графике, показанном на фиг. V. 26, приведена зависимость отношения $\frac{K}{K_{max}}$, рассчитанного по формулам (V. 23) и (V. 24) от отношения $\frac{E_{\partial}}{2U_m}$.



Фиг. V. 26. Зависимость коэффициента передачи модулятора от уровня входного напряжения.

Этот график дает возможность определить максимальное значение отношения $\frac{E_{\partial}}{2U_m}$ при заданном завале амплитудной характеристики модулятора. Например, для $\frac{K}{K_{max}} \leqslant 3\%$ отношение $\frac{E_{\partial}}{2U_m}$ будет равно или меньше 0,4.

Таким образом, можно легко вычислить коэффициент передачи модулятора, выбрать режим лампы и определить амплитуду напряжения вспомогательного генератора. Коэффициент преобразования модулятора определяется по формуле (V. 24). Для нашего примера $\frac{K}{K_{max}} \leqslant 3\%$, $\frac{E_{\partial}}{2U_m} \leqslant 0,4$.

Если желательно обеспечить работу без сеточных токов, то

$$U_m + \frac{1}{2}E_{\partial_{max}} \leqslant E_з$$

и

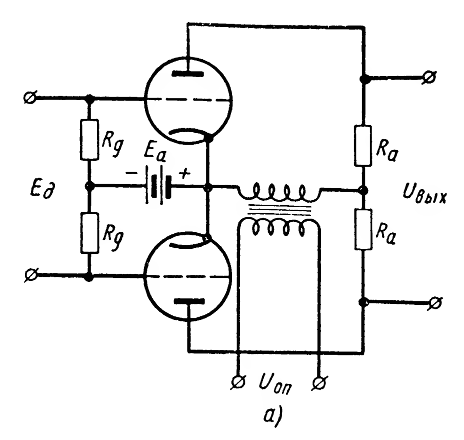
$$\frac{E_{\partial_{max}}}{2U_m} \leqslant 0,4.$$

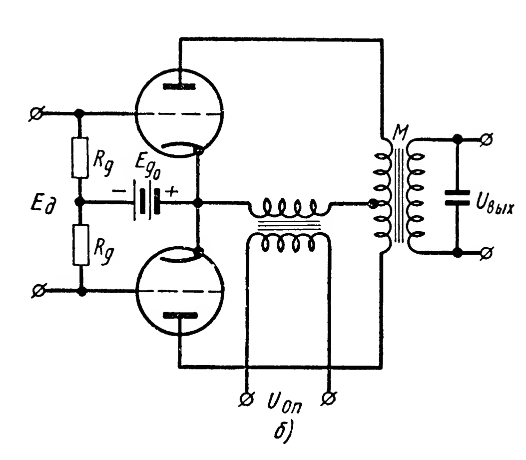
Из этих двух уравнений определим амплитуду напряжения генератора вспомогательной частоты по заданному значению $E_{\partial_{\max}}$: $U_m \geqslant \frac{E_{\partial_{\max}}}{0,8}$ и необходимое напряжение отсечки электронной лампы:

$$E_з \geqslant 1,75\ E_{\partial_{\max}}.$$

Если по каким-либо соображениям выбрана электронная лампа и ее режим, то по напряжению отсечки лампы легко определить амплитуду напряжения генератора вспомогательной (несущей) частоты и максимальное напряжение датчика, при котором завал амплитудной характеристики не превышает заданной величины. Для нашего примера $E_{\partial_{\max}} \leqslant 0,57\,E_з$ и $U_m \leqslant 0,71\,E_з$.

Модуляторы на электронных лампах с питанием анодной цепи напряжением переменного тока (фиг. V. 27). Такие модуляторы устроены следующим образом. На схеме, показанной на фиг. V. 27, *а*, функции нагрузки электронных ламп выполняют активные сопротивления R_a, а на схеме, показанной на фиг. 27, *б*,—колебательный контур, который осуществляет фильтрацию основной гармоники.





Фиг. V. 27. Принципиальные схемы однополупериодных модуляторов на электронных лампах с питанием анодных цепей напряжением переменного тока.

На аноды обеих ламп подается напряжение переменного тока

$$U_a = U_m \sin \omega t.$$

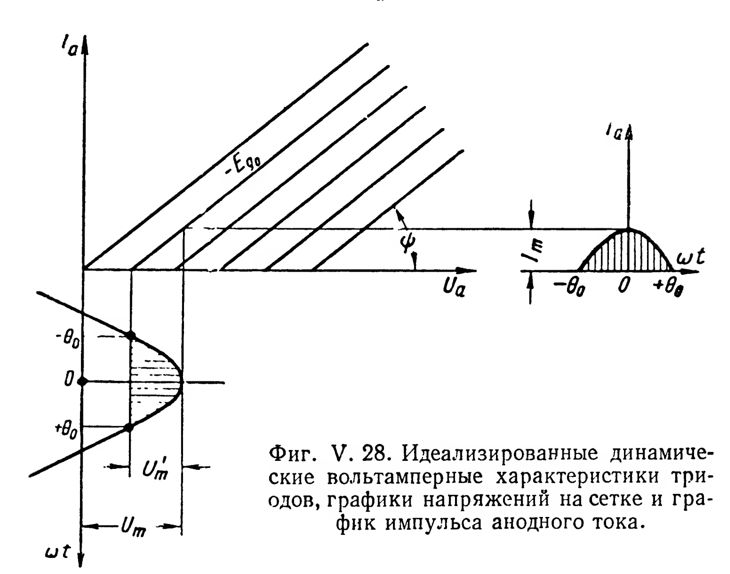
Напряжение E_∂, снимаемое с датчика, подается на управляющие сетки ламп, причем рабочая точка одной лампы смещается вправо, а рабочая точка другой — влево. На фиг. V. 28 приведено семейство идеализированных динамических вольт-амперных характеристик электронной лампы. Для упрощения выкладок взяты характеристики триода, однако в подобном модуляторе можно использовать и другие электронные лампы.

Наклон динамических характеристик равен

$$\psi = \operatorname{arc\,tg} \frac{1}{R_a + R_i},$$

а амплитуда импульса анодного тока

$$I_m = \frac{U_m}{R_a + R_i},$$



Фиг. V. 28. Идеализированные динамические вольтамперные характеристики триодов, графики напряжений на сетке и график импульса анодного тока.

Подставляя значение U_m, получим

$$I_m = \frac{U_m}{R_a + R_i}(1 - \cos\theta).$$

В результате разложения косинусоидального импульса анодного тока в ряд Фурье найдем амплитуду тока первой гармоники:

$$i_1 = \frac{U_m}{2\pi(R_a + R_i)}(2\theta - \sin 2\theta).$$

В результате подключения напряжения датчика угол отсечки анодного тока одной лампы увеличится, а другой уменьшится. Следовательно,

$$i_1 = \frac{U_m}{2\pi(R_a + R_i)}(2\theta_1 - \sin 2\theta_2)$$

и

$$i_2 = \frac{U_m}{2\pi(R_a + R_i)}(2\theta_2 - \sin 2\theta_2).$$

Напряжение на выходе модулятора будет равно

$$U_{вых} = \frac{U_m R_a}{2\pi(R_a + R_i)}[(2\theta_1 - 2\theta_2) - (\sin 2\theta_1 - \sin 2\theta_2)].$$

Используя принятые ранее обозначения, получим $\theta = \theta_0$ при $E_\partial = 0$, $\theta_1 = \theta_0 + \Delta\theta_1$ и $\theta_2 = \theta_0 - \Delta\theta_2$ при $E_\partial \neq 0$.

Представим выражение (V. 25) в виде

$$U_{вых} = U_m \frac{R_a}{\pi (R_a + R_i)} \{(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2) - \\ - \cos [2\theta_0 + (\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2)] \sin (\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2)\}. \qquad (V.26)$$

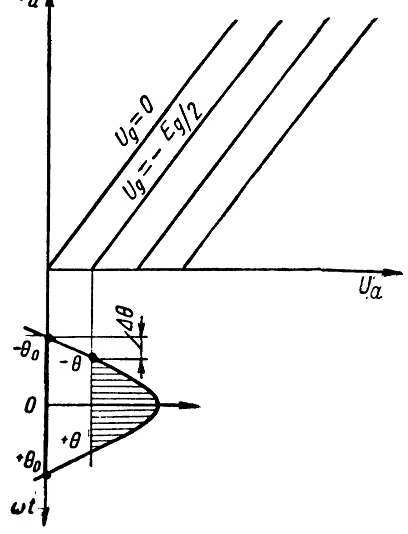
Выше было показано, что максимальный коэффициент передачи модулятора получается в том случае, когда $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$. Очевидно, что такой режим работы модулятора возможен лишь при наличии сеточных токов. Для того чтобы ограничить сеточный ток и поддерживать напряжение на сетке близким к нулю, при $E_\partial > 0$, в цепь сеток включают сопротивления R_c, величина которых намного больше внутреннего сопротивления сетки — катода электронной лампы.

В этом случае угол отсечки θ_1 анодного тока одной лампы будет приблизительно равен $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$, а для тока второй лампы угол отсечки будет равен (см. фиг. V. 29)

$$\theta_2 = \theta_0 - \Delta\theta,$$

где

$$\Delta\theta = \arcsin \frac{\mu E_\partial}{2U_m}.$$



Фиг. V. 29. Идеализированные динамические вольтамперные характеристики триода и графики напряжений на сетке при начальном угле отсечки $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Подставляя значения θ_1 и θ_2 в выражение (V. 5), получим

$$U_{вых} = \frac{U_m R_a}{2\pi (R_a + R_i)} (2\Delta\theta + \sin 2\Delta\theta).$$

При $\mu E_\partial \ll 2U_m$

$$\Delta\theta \approx \frac{\mu E_\partial}{2U_m}$$

и

$$U_{вых} \approx \frac{\mu}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i} E_\partial.$$

Коэффициент преобразования модулятора определяется по формуле

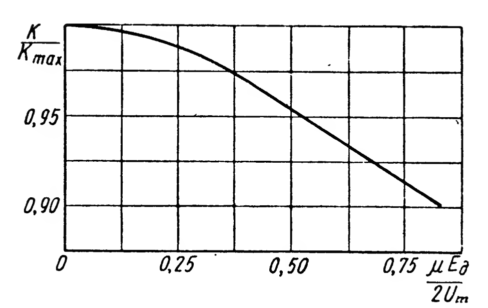
$$K_{max} = \frac{U_{вых}}{E_\partial} = \frac{\mu}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i}. \qquad (V.27)$$

Выражение (V. 27) справедливо лишь для малых значений при условии, что характеристика для анодного тока при $U_\partial = 0$ начинается в начале координат (см. фиг. V. 29). На фиг. V. 30 показана зависимость отношения $\frac{K}{K_{max}}$ от отношения $\frac{\mu E_\partial}{2U_m}$.

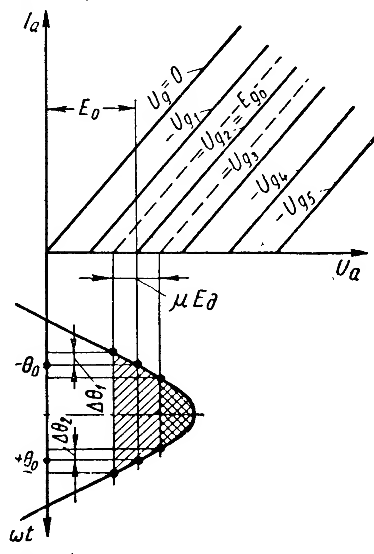
Следует отметить, что такой режим не всегда удается осуществить, так как характеристика анодного тока при $U_\partial = 0$ начинается очень часто правее начала координат.

В качестве примера рассмотрим случай, когда $\theta_0 = \frac{\pi}{4}$ (45°). Подставляя значение θ_0 в уравнение (V. 26), получим

$$U_{вых} = \frac{U_m}{\pi}\frac{R_a}{R_a + R_i}\{(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2) + \sin(\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1)\sin(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2)\}.$$



Фиг. V. 30. Зависимость коэффициента передачи модулятора от уровня входного напряжения.



Фиг. V. 31. Идеализированные вольт-амперные характеристики триода и графики напряжений на сетке при начальном угле отсечки $\theta_0 = \frac{\pi}{U}$.

Нужный начальный угол отсечки $\theta_0 = \frac{\pi}{4}$ обеспечивается в том случае, когда напряжение смещения и амплитуда переменного анодного напряжения находятся в определенном соотношении (фиг. V. 31).

Графики, представленные на этой фигуре, показывают, что

$$\sin\theta_0 = \frac{E_0}{U_m} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

$$\cos\Delta\theta_1 - \sin\Delta\theta_1 = 1 - \frac{\mu E_\partial}{\sqrt{2}U_m}$$

и

$$\cos\Delta\theta_2 + \sin\Delta\theta_2 = 1 + \frac{\mu E_\partial}{\sqrt{2}U_m}.$$

При $\mu E_\partial \ll \sqrt{2}U_m$

$$\Delta\theta_1 = \Delta\theta_2 \approx \frac{\mu E_\partial}{\sqrt{2}U_m}$$

и

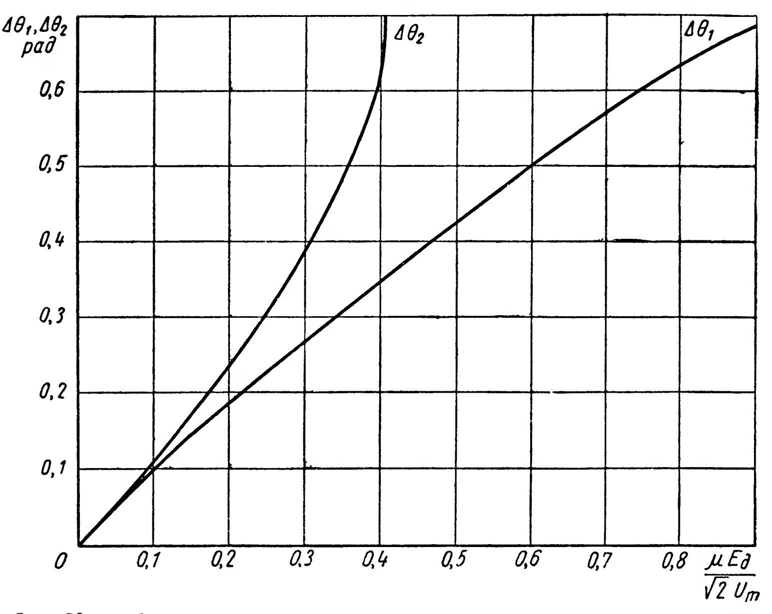
$$U_{вых} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\mu}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i} \cdot E_д.$$

Коэффициент передачи модулятора в этом случае равен

$$K_{max} = \frac{U_{вых}}{E_д} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\mu}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i},$$

т. е. получается в $\sqrt{2}$ раза меньше, чем при угле отсечки $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$.

На фиг. V. 32 показана зависимость $\Delta\theta_1$ и $\Delta\theta_2$ от отношения $\frac{\mu E_д}{\sqrt{2}} U_m$, а на фиг. V. 33 — зависимость отношения $\frac{K}{K_{max}}$ от того же аргумента. В данном случае коэффициент передачи модулятора сравнительно



Фиг. V. 32. Зависимость приращений углов отсечки от уровня входного напряжения.

быстро возрастает с увеличением $E_д$. Учитывая это, делаем вывод, что при $\frac{\pi}{4} \leqslant \theta_0 \leqslant \frac{\pi}{2}$ можно получить линейную характеристику модулятора при бо́льших отношениях $\frac{\mu E_д}{U_m}$.

Для получения характеристики модулятора при отклонении от линейности менее 5% необходимо брать отношение $\frac{\mu E_{д\,max}}{\sqrt{2} U_m} \leqslant 0{,}2$.

Если в анодные цепи модулятора включен трансформатор, первичная или вторичная обмотка которого настроена на первую

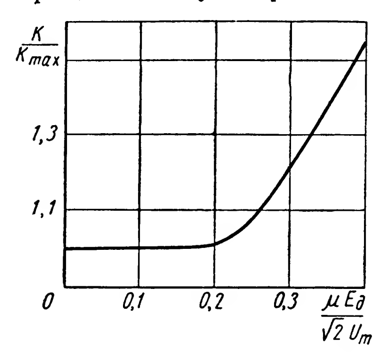
гармонику, то при вычислении коэффициента преобразования необходимо вместо R_a подставлять резонансное сопротивление трансформатора, пересчитанное в анодную цепь.

На фиг. V. 34, *а* и *б* приведены принципиальные схемы двухполупериодных модуляторов. Для них справедливы все выводы, сделанные для однополупериодной схемы, представленной на фиг. V. 28, с той лишь разницей, что коэффициент преобразования двухполупериодных модуляторов в 2 раза больше, т. е. при $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$

$$K_{max} = \frac{2\mu}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i}$$

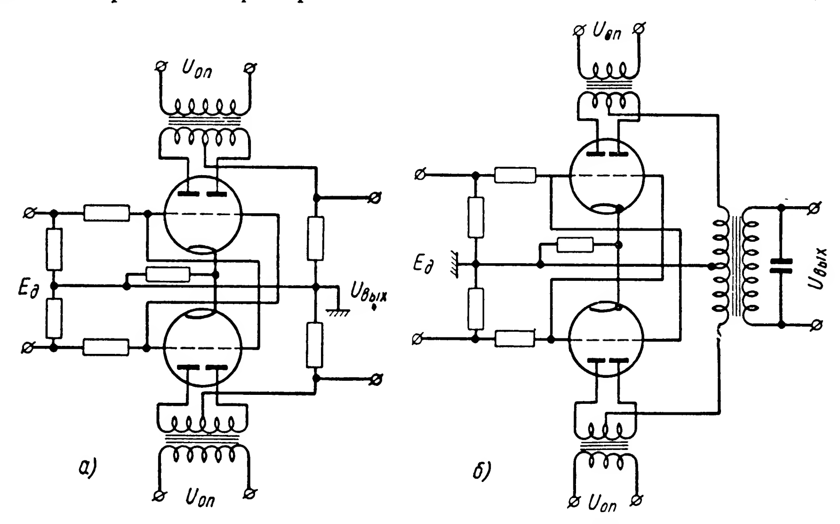
и при любом значении θ_0

$$K = \frac{2U_m}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i} \{(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2) - \\ - \cos[2\theta_0 + (\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2)] \sin(\Delta\theta_1 \Delta\theta_2)\}.$$



Фиг. V. 33. Зависимость коэффициента передачи модулятора от уровня входного напряжения.

Фотоэлектронные преобразователи. Отличительной особенностью фотоэлектронных преобразователей является их высокое входное сопротивление и способность работать в широком диапазоне напряжений переменного тока.



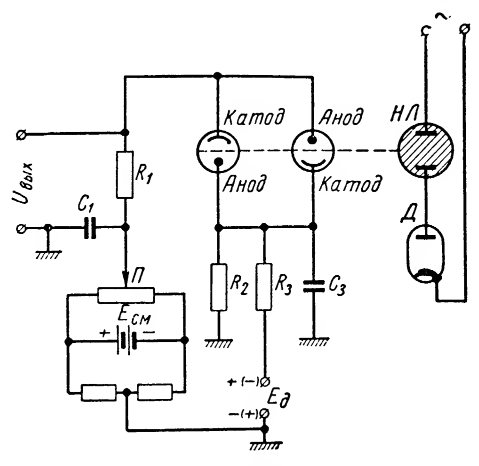
Фиг. V. 34. Принципиальные схемы двухполупериодных модуляторов на электронных лампах.

Рассмотрим принципиальную схему одного из фотопреобразователей (фиг. V. 35). Два фотоэлемента, включенных параллельно, навстречу один другому, освещаются световым потоком от неоновой

лампы *НЛ*, подключенной к генератору переменного тока через выпрямительный диод *Д*. Частота генератора может быть выбрана в диапазоне от 50 до 5000 *гц*. Вследствие того что в цепи неоновой лампы имеется диод и потенциал ее зажигания ограничен, лампа зажигается лишь на время, равное примерно половине периода переменного напряжения.

Вследствие встречного включения фотоэлементов ток в цепи их нагрузочного сопротивления R_1 отсутствует. Для балансировки схемы (выравнивания токов фотоэлементов) при напряжении датчика, равном нулю, в схеме преобразователя имеется источник электродвижущей силы $E_{см}$ и потенциометр *П*, с движка которого снимается постоянное смещение любой полярности.

Если к общему сопротивлению в цепи обоих фотоэлементов R_2 через фильтр R_3C_3 подключить датчик, с которого снимается постоянное напряжение какой-либо полярности, то смещение на одном фотоэлементе увеличится, а на другом уменьшится или наоборот. В результате этого равенство фототоков нарушится и в цепи нагрузочного сопротивления R_1 появляются импульсы тока, следующие один за другим с частотой генератора переменного тока. Полярность и амплитуда этих импульсов зависят от полярности и величины напряжения, снимаемого с датчика. Емкость C_1 вместе с сопротивлением потенциометра *П* выполняют функции развязывающего фильтра, предотвращающего попадание переменной составляющей тока из цепи смещения в выходную цепь модулятора. Аналогичный фильтр включен в цепь датчика. В результате наличия этого фильтра при неправильно выбранных значениях его параметров может вноситься заметное запаздывание в изменение огибающей выходных импульсов, или в изменение амплитуды первой гармоники.



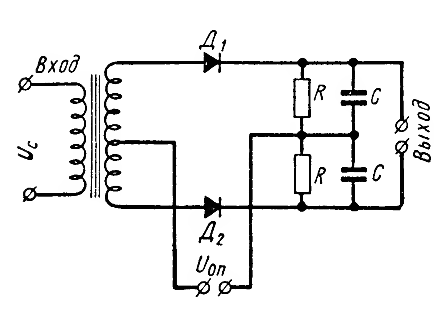
Фиг. V. 35. Принципиальная схема фотоэлектрического преобразователя.

3. ДЕМОДУЛЯТОРЫ

Однополупериодный демодулятор на полупроводниковых или вакуумных диодах. Демодуляторы этого типа являются простейшими (фиг. V. 36).

В случае, когда входной сигнал равен нулю (фиг. V. 37, *а*), напряжения между анодами и катодами обоих диодов равны опорному напряжению. В течение одного полупериода напряжения переменного тока, когда аноды диодов имеют положительный потенциал

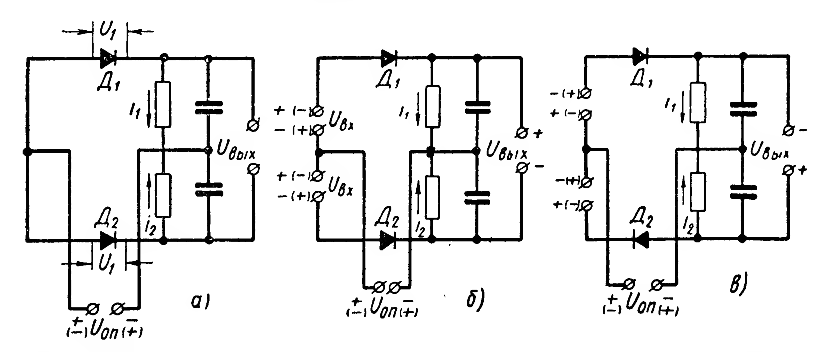
по отношению к катодам, через диоды, проходят токи равной силы i_1 и i_2. На сопротивлениях R в этом случае напряжение падает на равные величины, противоположные по знаку. Следовательно, выходное напряжение демодулятора будет равно нулю. В течение второго полупериода оба диода закрываются, так как аноды будут иметь отрицательный потенциал по отношению к катодам. Сила токов i_1 и i_2 становится равной нулю.



Фиг. V. 36. Принципиальная схема демодулятора.

Если входной сигнал находится в фазе с опорным напряжением (фиг. V. 37, *б*), то напряжение переменного тока U_1, приложенное к диоду $Д_1$, будет больше напряжения переменного тока U_2, приложенного к диоду $Д_2$. В результате этого ток i_1 будет больше тока i_2.

Если фаза сигнала изменится на 180° (фиг. V. 37, *в*), т. е. будет находиться в противофазе с опорным напряжением, то полярность выходного напряжения демодулятора изменится.



Фиг. V. 37. Эквивалентные схемы демодулятора для различных режимов работы.

В частном случае, когда

$$U_{оп} = U_{оп} \sin \omega t$$

и

$$U_c = U_c \sin(\omega t + \varphi) \quad (\varphi = 0°, \ 180°),$$

то

$$U_1 = (U_{оп} \pm U_c) \sin \omega t = U_{m_1} \sin \omega t$$

и

$$U_2 = (U_{оп} \mp U_c) \sin \omega t = U_{m_2} \sin \omega t.$$

Знак перед U_c (+ или —) зависит от сдвига фаз (0 или π) между опорным и входным напряжениями.

Из теории выпрямителей известно, что постоянная составляющая выпрямленного тока при подключении параллельно нагрузке емкости C будет равна

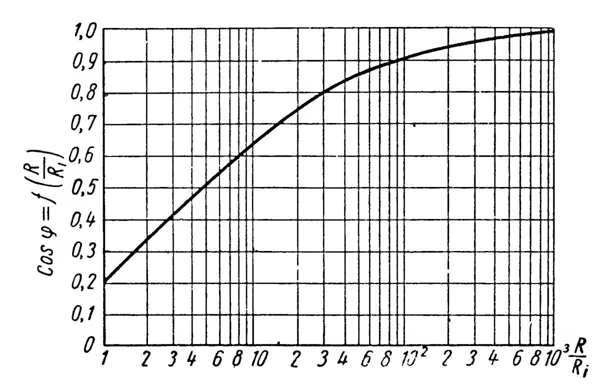
$$i_0 = \frac{U_m}{\pi R_i}(\sin\varphi - \varphi\cos\varphi), \qquad (V.28)$$

где R_i — внутреннее сопротивление диода;
φ — так называемый угол отсечки.

Угол отсечки φ может быть определен из соотношения

$$\cos\varphi = \frac{i_0 R}{U_m} = \frac{U_0}{U_m}, \qquad (V.29)$$

где $U_0 = i_0 K$ — постоянная составляющая выпрямленного напряжения.



Фиг. V. 38. Зависимость коэффициента передачи выпрямителя от отношения сопротивления нагрузки к внутреннему сопротивлению диода.

Из формул (V. 28) и (V. 29) следует, что

$$\frac{U_0}{U_m} = f\left(\frac{R}{R_i}\right) = K.$$

График $f\left(\frac{R}{R_i}\right)$ приведен на фиг. V. 38. Таким образом,

$$U_{0_1} = KU_{m_1} = K(U_{on} \pm U_c),$$

и

$$U_{0_2} = KU_{m_2} = K(U_{on} \mp U_c).$$

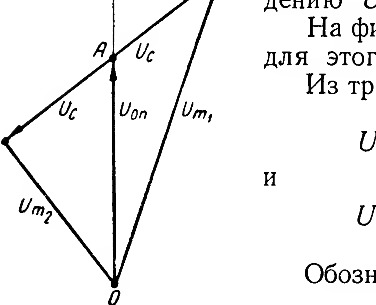
Выходное напряжение демодулятора равно разности постоянных составляющих выпрямленных напряжений U_{0_1} и U_{0_2}:

$$U_{вых} = K\left(U_{m_1} - U_{m_2}\right) = \pm 2KU_c. \qquad (V.30)$$

Выражение (V. 30) получено для случая линейно-ломаной аппроксимации вольт-амперной характеристики диода, т. е. когда $i_a = \frac{U_a}{R_i}$

при $U_a \geqslant 0$ и $i_a = 0$ при $U_a < 0$. Поэтому коэффициент передачи демодулятора, равный $2K$, не зависит от амплитуды опорного напряжения. Для того чтобы расчетные значения близко совпадали с действительными, необходимо, чтобы амплитуда опорного напряжения всегда была больше максимальной амплитуды входного сигнала. В результате этого выпрямление происходит при больших уровнях суммарного сигнала, что соответствует более линейному участку вольт-амперной характеристики диода.

Иногда демодуляторы называют фазовыми детекторами (дискриминаторами), так как при произвольном сдвиге фаз $(0 \leqslant \varphi \leqslant 2\pi)$ выходное напряжение демодулятора оказывается пропорциональным произведению $U_c \cos(\widehat{U_{on}U_c})$.



Фиг. V. 39. Векторная диаграмма напряжений на диодах.

На фиг. V. 39 показана векторная диаграмма для этого случая.

Из треугольников OAB и OAC следует, что

$$U_{m_1} = \sqrt{U_{on}^2 + U_c^2 + 2U_{on}U_c \cos\varphi}$$

и

$$U_{m_2} = \sqrt{U_{on}^2 + U_c^2 - 2U_{on}U_c \cos\varphi}.$$

Обозначим отношение $\frac{U_c}{U_{on}}$ через m. Тогда

$$U_{m_1} = U_{on}\sqrt{1 + m^2 + 2m\cos\varphi}$$

и

$$U_{m_2} = U_{on}\sqrt{1 + m^2 - 2m\cos\varphi}. \quad \text{(V. 31)}$$

Если $m \ll 1$, то уравнение (V. 31) можно представить приближенными равенствами:

$$U_{m_1} \approx U_{on}(1 + m\cos\varphi)$$

и

$$U_{m_2} \approx U_{on}(1 - m\cos\varphi).$$

Из уравнений (V. 30) и (V. 31) следует, что

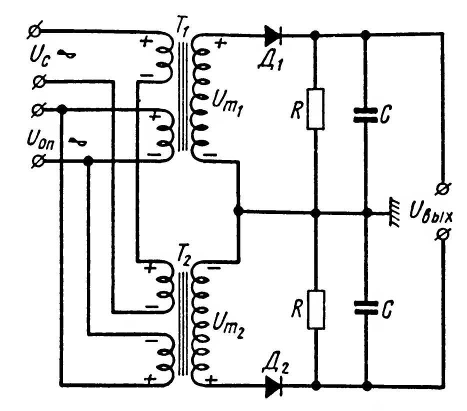
$$U_{вых} = K(U_{m_1} - U_{m_2}) = 2KU_c \cos\varphi. \quad \text{(V. 32)}$$

Выражение (V. 32) является приближенным, так как при его выводе предполагалось, что при всех амплитудных значениях сигнала отношение $\frac{U_c}{U_{on}}$ намного меньше единицы. Часто применяется демодулятор, у которого напряжения суммируются на двух трансформаторах с двумя первичными обмотками (фиг. V. 40). По принципу действия такой демодулятор не отличается от рассмотренного ранее.

Двухполупериодный (кольцевой) демодулятор на вакуумных или полупроводниковых диодах (фиг. V. 41). Теория двухполупериодного (кольцевого) демодулятора достаточно подробно изложена в работах В. И. Житомирского [3] и И. А. Попова [4]. В этих трудах анализируется работа демодулятора при нагрузке на активное

сопротивление (без емкости C) и при использовании комплексной нагрузки.

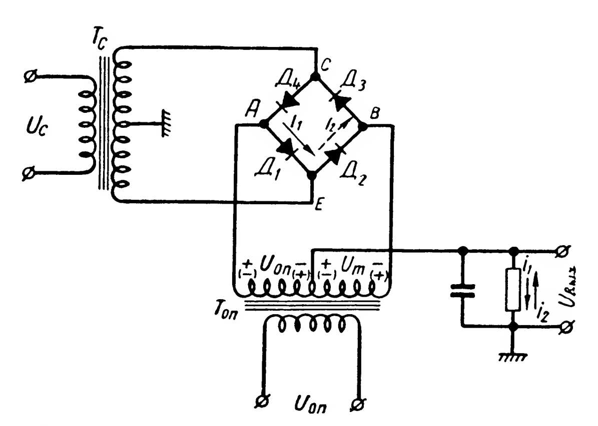
Если предположить, что $\frac{U_c}{U_{on}} \ll 1$, то для каждого полупериода опорного напряжения будут справедливы эквивалентные схемы, показанные на фиг. V. 37, так как в течение одного полупериода опорного напряжения проводят ток диоды $Д_1$ и $Д_2$, а в течение второго — диоды $Д_3$ и $Д_4$.



Фиг. V. 40. Принципиальная схема однополупериодного демодулятора с суммирующими трансформаторами.

Методы анализа, использованные при исследовании схемы однополупериодного демодулятора, могут быть применены и в данном случае.

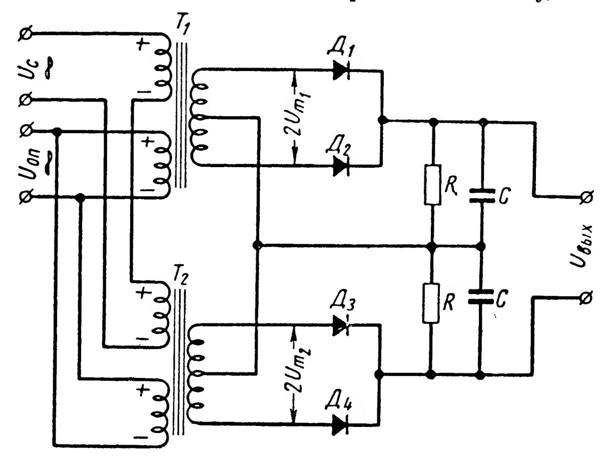
Напряжения в этом случае также можно суммировать на двух трансформаторах с двумя первичными обмотками (фиг. V. 42). Двухполупериодные демодуляторы имеют следующие преимущества по сравнению с однополупериодными. Входное сопротивление со стороны генератора опорного напряжения является постоянным; для фильтрации переменных составляющих выходного напряжения демо-



Фиг. V. 41. Принципиальная схема кольцевого демодулятора.

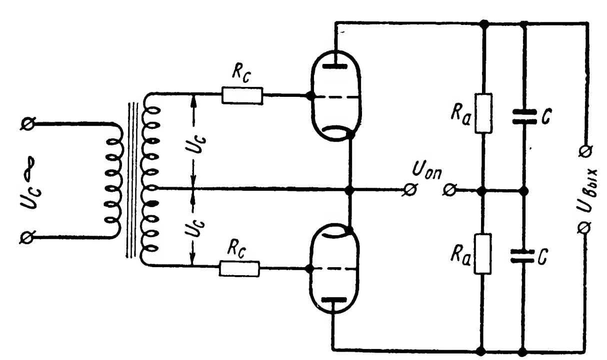
дулятора можно использовать меньшие постоянные времени нагрузки $\tau = RC$, так как основную амплитуду будет иметь гармоника, частота которой вдвое превышает частоту опорного напряжения. Недостатком двухполупериодного демодулятора является некоторое усложнение его схемы.

Демодуляторы на электронных лампах (фиг. V. 43). Такие демодуляторы устроены следующим образом. В цепь сеток электронных ламп включены ограничивающие сопротивления R_c, намного пре-



Фиг. V. 42. Принципиальная схема двухполупериодного демодулятора с суммирующими трансформаторами.

вышающие внутреннее сопротивление участка сетка — катод электронной лампы. Поэтому во время положительной полуволны сеточного напряжения напряжение фактическое, действующее между сеткой и катодом лампы, снижается на сопротивлении $R_с$ и мало



Фиг. V. 43. Принципиальная схема однополупериодного демодулятора на электронных лампах.

отличается от нуля. Во время отрицательной полуволны сеточного тока нет, и все напряжение U_c подается на сетку электронной лампы.

Если в демодуляторе используются триоды, то падение напряжения на сопротивлении анодной нагрузки R_a для лампы, у которой сеточное напряжение совпадает по фазе с анодным напряжением, будет равно

$$i_a R_a = \frac{R_a}{R_a + R_i} U_a \sin \omega t, \qquad (V.33)$$

где R_i — внутреннее сопротивление триода;

U_a — амплитудное значение опорного (анодного) напряжения.

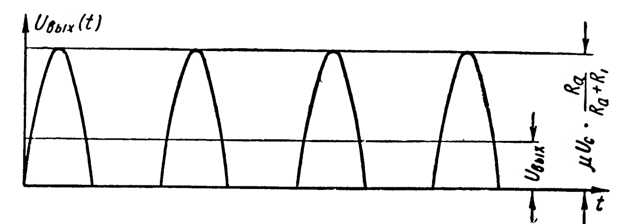
Падение напряжения на анодной нагрузке лампы, у которой сеточное напряжение отличается по фазе от анодного напряжения на 180°, соответственно будет равно

$$i_a R_a = \frac{R_a}{R_a + R_i} (U_a - \mu U_c) \sin \omega t, \qquad (V.34)$$

где μ — статический коэффициент усиления лампы;

U_c — амплитудное значение напряжения сигнала.

В результате применения симметричного входного трансформатора напряжения на сетках электронных ламп будут всегда в противо-



Фиг. V. 44. Графики выходного напряжения демодулятора.

фазе, и поэтому на одном из анодных сопротивлений будет напряжение, изменяющееся по формуле (V. 33), а на втором — по формуле (V. 34).

Так как выходное напряжение демодулятора равно разности падений напряжений на анодных нагрузках, то

$$U_{вых} = \frac{R_a}{R_a + R_i} \mu U_c \sin \omega t. \qquad (V.35)$$

Уравнение (V. 35) справедливо лишь для одного из полупериодов опорного напряжения, когда $U_{оп} > 0$; для другого полупериода $U_{вых} = 0$.

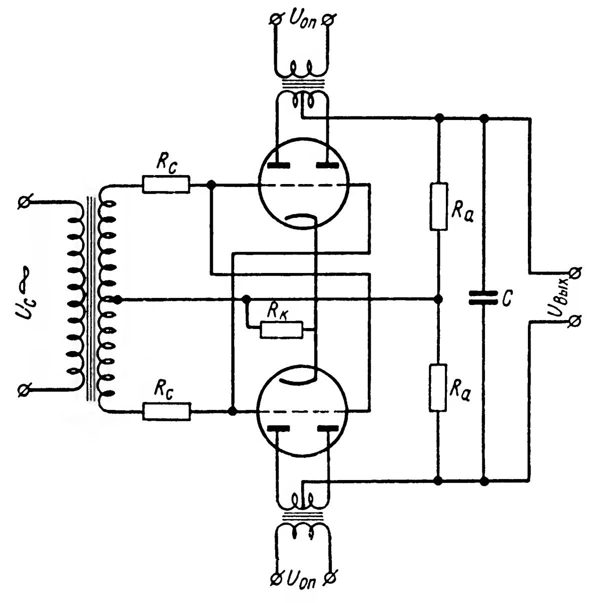
На фиг. V. 44 показана зависимость выходного напряжения демодулятора от времени при чисто активной нагрузке. Выделяя постоянную составляющую $U_{вых}$ выходного напряжения $U_{вых}(t)$, для чего достаточно подключить емкость C (см. фиг. V. 43), получим

$$U_{вых} = \frac{1}{\pi} \mu U_c \frac{R_a}{R_a + R_i}.$$

Полярность выходного напряжения определяется фазой входного напряжения. Полученный результат справедлив для случая, когда амплитудное значение входного напряжения меньше напряжения запирания лампы по сетке.

В случае применения двухполупериодного демодулятора, у которого питание электронных ламп осуществляется напряжениями переменного тока (фиг. V. 45), в течение каждого полупериода опор-

ного (анодного) напряжения поочередно работают по два триода. Поэтому зависимость выходного напряжения от времени имеет вид, показанный на фиг. V. 46.

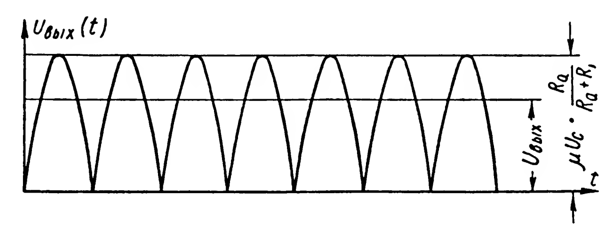


Фиг. V. 45. Принципиальная схема двухполупериодного демодулятора на электронных лампах.

Постоянная составляющая выходного напряжения определяется по формуле

$$U_{вых} = \frac{2}{\pi} \mu U_c \frac{R_a}{R_a + R_i}. \qquad (V.36)$$

Уравнение (V. 36) справедливо при тех же условиях, которые были оговорены при выводе уравнения (V. 35). Так же, как и для



Фиг. V. 46. Графики выходного напряжения двухполупериодного демодулятора.

однополупериодного демодулятора, полярность выходного напряжения двухполупериодного демодулятора зависит от фазы входного напряжения.

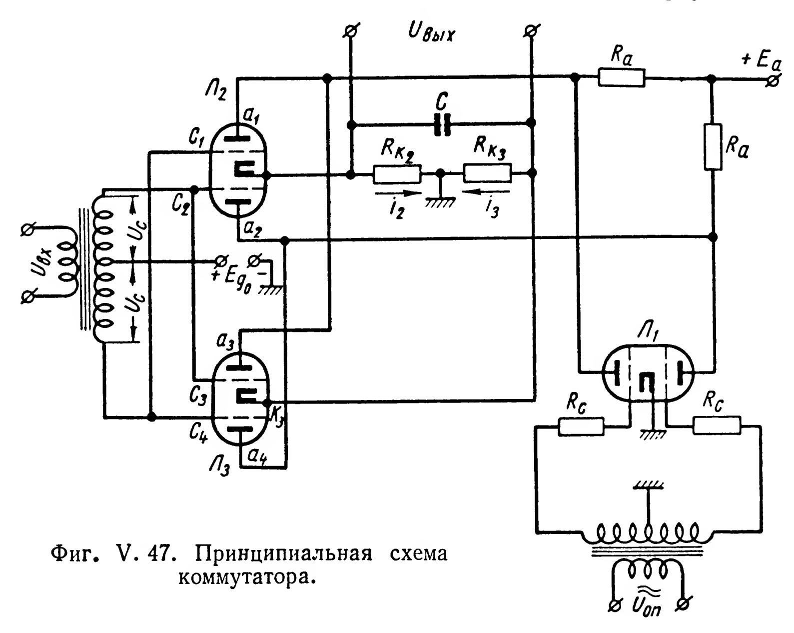
На фиг. V. 47 приведена схема двухполупериодного демодулятора на электронных лампах, у которого питание анодных цепей осу-

ществляется напряжением прямоугольной формы. Подобные демодуляторы часто называют **коммутаторами**.

Коммутаторы дают возможность получить выходное напряжение, точно пропорциональное произведению амплитудного значения сигнала на косинус угла сдвига фаз между опорным напряжением и напряжением сигнала:

$$U_{вых} = KU_c \cos\left(\widehat{U_c U_{on}}\right).$$

Для формирования напряжения прямоугольной формы из синусоидального опорного напряжения используется формирующий



Фиг. V. 47. Принципиальная схема коммутатора.

каскад на двойном триоде $Л_1$. Сетки обоих триодов $Л_1$ имеют нулевое начальное смещение. Через разделительный симметричный трансформатор на сетки в противофазе подается опорное напряжение. Амплитудное значение этого напряжения намного превышает напряжение запирания (отсечки) триодов. Поэтому во время отрицательных полупериодов опорного напряжения триоды полностью запираются, а во время положительных полупериодов — открываются. Сопротивление R_c значительно превышает внутреннее сопротивление $R_{ск}$ — участка сетка — катод, и поэтому напряжение на сетках поддерживается приблизительно равным нулю.

Таким образом оба триода работают как безынерционные ключи, замыкающие и размыкающие две цепи от напряжения источника $+E_a$ через сопротивления R_a на минус (на схеме показано заземление).

Когда триод запирается, напряжение на его аноде равно напряжению источника E_a, а когда отпирается, анодное напряжение падает до некоторого значения E_0, величина которого зависит от

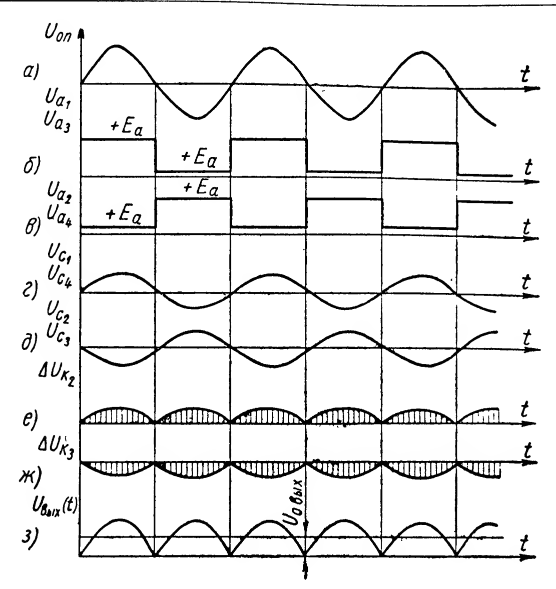
соотношения между сопротивлением нагрузки R_a и сопротивлением открытого триода $R_д$. Так как на сетки формирующего каскада опорное напряжение подается в противофазе, то на анодах триодов будут два противофазных напряжения прямоугольной формы.

К анодам формирующего каскада подключаются аноды двойных триодов (лампы) $Л_2$ и $Л_3$ демодулятора, которые присоединены также к различным анодам формирующего каскада. Поэтому в любой момент времени, когда·напряжение на аноде равно E_a, оказывается открытым только один из триодов каждой лампы. Второй триод в это время заперт, т. к. напряжение на его аноде равно E_0. Через полупериод опорного напряжения запертый триод откроется, а открытый запирается и т. д. Вследствие того что анодное напряжение имеет прямоугольную форму, переключение триодов происходит практически мгновенно. Если напряжение на входе демодулятора равно нулю, то через обе лампы проходят равные токи, под воздействием которых напряжения на сопротивлениях $R_к$ снижаются на равные, но противоположные по знаку, величины. В результате этого выходное напряжение демодулятора также будет равно нулю. Так как сопротивление $R_к$ равно или больше R_a, напряжения на них снижаются на значительную величину. Для того чтобы рабочая точка триодов находилась на середине линейного участка анодно-сеточной характеристики, на сетки триодов подается положительное смещение $+E_{g_0}$. Величина смещения выбирается таким образом, чтобы разность между падением напряжения на $R_к$ и E_{g_0} соответствовала требуемой величине напряжения между сеткой и катодом триодов.

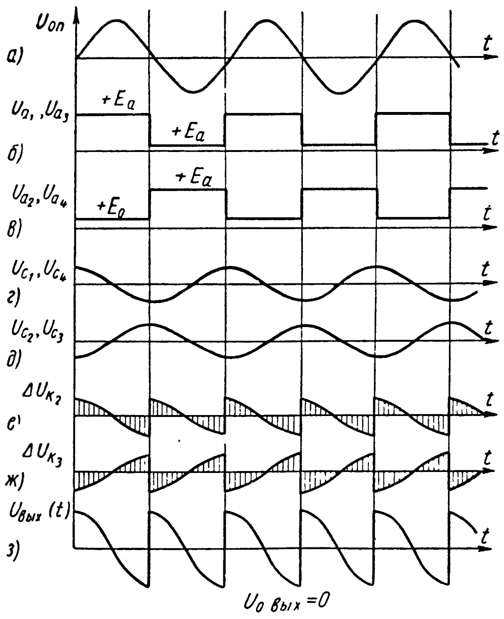
Если входной сигнал совпадает по фазе (или отличается на 180°) с опорным напряжением (фиг. V. 48), то каждый из открытых триодов работает как катодный повторитель. Поэтому приращение напряжения на катоде примерно равно приращению напряжения на сетке, т. е. коэффициент передачи катодного повторителя приблизительно равен 0,9.

На фиг. V. 48, *а* показана зависимость опорного напряжения от времени, а на фиг. V. 48, *б*, *в* — напряжения прямоугольной формы, которые подаются на соответствующие аноды демодулятора. Эпюры, представленные на фиг. 48, *б*, *в*, соответствуют напряжениям на вторичных обмотках входного трансформатора. В течение первого полупериода опорного напряжения $U_{a_1} = U_{a_2} = E_a$ и открыты первый триод $Л_2$ и третий триод $Л_3$. Вторая пара триодов закрыта, так как $U_{a_2} = U_{a_4} = E_0$. В это время на сетку первого триода $Л_2$ подается положительная, а на сетку третьего триода $Л_3$ — отрицательная полуволна напряжения сигнала. На катодном сопротивлении второй лампы $R_{к_2}$ будет положительное приращение напряжения (фиг. V. 48), а на сопротивлении $R_{к_3}$ отрицательное (фиг. V. 48, *ж*), Выходное напряжение демодулятора (фиг. V. 48, *з*) равно разности приращений напряжений на катодных сопротивлениях.

В течение второго полупериода опорного напряжения открыты: второй триод $Л_2$ и четвертый триод $Л_3$. В это время на сетку второго триода снова поступает положительная полуволна напряжения



Фиг. V. 48. Графики, поясняющие принцип работы коммутатора при нулевом сдвиге фаз между напряжением сигнала и опорным напряжением.



Фиг. V. 49. Графики, поясняющие принцип работы коммутатора при сдвиге фаз $\pi = 2$.

сигнала, а на сетку четвертого триода — отрицательная. Следовательно, приращение напряжения на катоде второй лампы снова будет положительным, а на катоде третьей — отрицательным, и полярность выходного напряжения не изменится. Если принять коэффициент передачи катодного повторителя равным единице, то

$$U_{вых}(t) = U_c |\sin \omega t|,$$

а среднее значение выходного напряжения будет равно

$$U_{вых} = \frac{2}{\pi} U_c.$$

Усреднение напряжения $U_{вых}(t)$ достигается подключением емкости C параллельно катодным сопротивлениям (см. фиг. 47). Полярность выходного напряжения зависит от фазы входного сигнала.

На фиг. V. 49 показаны эпюры напряжений при сдвиге фаз между опорным напряжением и напряжением сигнала ошибки, равным 90°. В этом случае среднее значение выходного напряжения демодулятора будет равно нулю.

ЛИТЕРАТУРА

1. Житомирский В. И., Линейная теория кольцевого фазового детектора, «Радиотехника» № 5, 1952.
2. Попов И. А., Теория кольцевого детектора при работе на активную нагрузку, зашунтированную емкостью, А и Т, № 1, 1955.
3. Чистяков Н. И., Электрические авиационные приборы, Оборонгиз, 1950.
4. «Rev. Sci. Instr»., Octob. 1953, p. 984.

РАЗДЕЛ II
УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Усилительные элементы (усилители), которых в отдельной системе автоматического регулирования может быть несколько и притом различных типов, предназначены для усиления мощности входной величины, поступающей, например, от датчика или корректирующего элемента, до уровня, достаточного для управления исполнительным элементом, приключенным к выходу усилителя.

Теория и методы расчета усилителей и следящих систем в значительной мере подобны друг другу, вследствие того, что к ним предъявляется одно и то же основное требование — обеспечить на выходе наиболее точное воспроизведение изменений входной величины.

В автоматических регуляторах и следящих системах обычно применяются электрические (главы VI — VIII), пневматические и гидравлические усилители (глава IX).

Электрические усилители, применяемые в регуляторах и следящих системах, подразделены на электронные, ионные, полупроводниковые (глава VI), магнитные (глава VII) и электромашинные (глава VIII).

ГЛАВА VI

ЭЛЕКТРОННЫЕ, ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ И ТИРАТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Датчики преобразуют регулируемые параметры в электрическое напряжение небольшой величины; внутреннее сопротивление некоторых датчиков велико. Для усиления выходного напряжения датчика между ним и исполнительным механизмом необходимо включить электронный или полупроводниковый усилитель.

Электронные усилители характеризуются высоким входным сопротивлением, большим усилением, малыми габаритами, весом и стоимостью и легкостью настройки. К недостаткам этих усилителей относятся: большой разброс параметров ламп ($\pm$ 25% у триодов с большим коэффициентом усиления μ и $\pm$45% у пентодов), чувствительность к вибрациям, ограниченный срок службы ламп (примерно 2000 час.). Тщательный контроль исходных материалов и процесса изготовления электронных ламп позволяет увеличивать средний срок службы до 20 000 час. и выше.

Полупроводниковые усилители отличаются большим сроком службы (примерно 100 000 час.) и выдерживают ускорения до 1000 g.

Для использования усилителя в системах регулирования от него не требуется точного постоянства усиления, так как модуль передаточной функции разомкнутого контура системы велик и изменение коэффициента усиления усилителя практически не изменяет величину передаточной функции замкнутого контура системы. При стабильном коэффициенте усиления усилителя величину его можно уменьшить, что позволит более простыми средствами обеспечить устойчивость системы.

Тиратронные усилители используются в качестве усилителей мощности.

1. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилители постоянного тока характеризуются плоской частотной характеристикой в диапазоне частот от нуля до нескольких килогерц. Отдельные усилительные ступени в усилителе постоянного тока связаны между собой гальванически, посредством активных сопротивлений или источников напряжения постоянного тока.

У триодов, работающих в классе А, статический коэффициент усиления μ почти не зависит от величины анодного тока или от

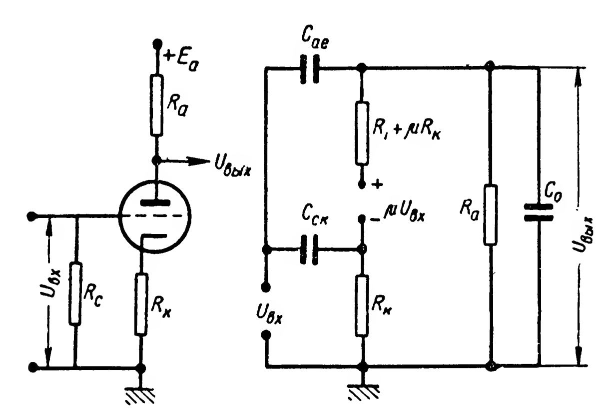
напряжений на электродах: нелинейные искажения минимальны, уровень собственных шумов меньше, чем в многоэлектродных лампах. Поэтому в электронных усилителях постоянного тока используются главным образом триоды. Расчет усилительной ступени постоянного тока на триоде выполняется при линейной аппроксимации характеристик триода:

$$i_a = \frac{U_a - E_{an} + \mu U_c}{R_i}, \tag{VI. 1}$$

где U_a — напряжение между анодом и катодом лампы;
U_c — напряжение между сеткой и катодом;
R_i — внутреннее сопротивление лампы переменному току между анодом и катодом;

$$R_i = \left(\frac{\partial U_a}{\partial i_a}\right) U_c = \text{const}. \tag{VI. 2}$$

В уравнении (VI. 1) E_{an} — напряжение, которое приводит семейство анодных характеристик к началу координат. Величина E_{an} для триодов порядка 15—40 *в*. В дальнейшем величиной E_{an} пренебрегаем.



Фиг. VI. 1. Схема однотактного усилительного каскада с автоматическим смещением и схема его замещения для высоких частот.

При расчете электронного усилителя постоянного тока необходимо учитывать постоянную составляющую анодного тока, вызванную напряжением анодного питания. Без учета этой составляющей невозможно определить максимально допустимые входные сигналы, максимальные выходные напряжения, ток, мощность и максимальную мощность, рассеиваемую на аноде лампы. В расчетные уравнения усилительного каскада постоянного тока входит сопротивление триода переменному току и не входит сопротивление триода постоянному току. Схема простейшего однотактного усилительного каскада постоянного тока с автоматическим смещением показана на фиг. VI. 1. При включении на вход положительного сигнала анодный ток воз-

растает на сопротивлении анодной нагрузки R_a и падение напряжения увеличивается для рассматриваемой схемы усилителя:

$$U_a = E_a - i_a(R_a + R_к); \; U_c = U_{вх} - i_a R_к, \qquad (VI.\ 3)$$

следовательно, анодный ток равен

$$i_a = \frac{E_a + \mu U_{вх}}{R_a + R_i + (1 + \mu) R_к}; \qquad (VI.\ 4)$$

отсюда усиление схемы составляет

$$K_0 = \frac{d i_a R_a}{d U_{вх}} = \frac{-\mu R_a}{R_a + R_i + (1 + \mu) R_к} = \frac{-\mu R_a}{Z}. \qquad (VI.\ 5)$$

Допустимая амплитуда отрицательного сигнала определяется напряжением на сетке, при котором прекращается анодный ток. Из уравнения (VI. 4) при $i_a = 0$

$$|-U_{вх.\,m}| \leqslant \frac{E_a}{\mu}. \qquad (VI.\ 6)$$

Допустимая амплитуда положительного сигнала ограничивается появлением сеточного тока; при этом сигнале напряжение между сеткой и катодом отрицательно и равно $U_{c.\,o}$. Величина сеточного тока, как правило, не превышает 0,1 *мка*. Напряжение $U_{c.\,o}$ обычно составляет 0,5—3 *в* и не зависит от величины анодного питания. Из уравнения (VI. 4) находим

$$U_{вх.\,m} \leqslant \frac{E_a R_к - U_{c.\,o} Z}{R_a + R_i + R_к}. \qquad (VI.\ 7)$$

Когда на вход усилительного каскада подводятся сигналы высокой частоты, анализ схемы можно выполнить при помощи схемы замещения каскада по переменному току (см. фиг. VI. 1), из которой находим входную емкость каскада:

$$C_{вх} = aC_{ск} + (1 + K_0) C_{ac} + C_м, \qquad (VI.\ 8)$$

где

$$a = \frac{R_a + R_i + R_к}{R_a + R_i + (1 + \mu) R_к},$$

а $C_м$ — емкость монтажа, равная 3—10 *пф*.

Передаточная функция каскада или усиление сигналов высших частот определяется следующим образом

$$\dot{K} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_в}, \qquad (VI.\ 9)$$

где

$$\tau_в = \frac{R_a [R_i + (1 + \mu) R_к] C_0}{R_a + R_i + (1 + \mu) R_к} — \qquad (VI.\ 10)$$

постоянная времени усилительного каскада для сигналов высших частот.

Рассмотрим типовые однотактные схемы усилительных каскадов постоянного тока. В схемах автоматики наиболее целесообразно использовать типовые схемы усилительных каскадов.

Таблица VI. 1

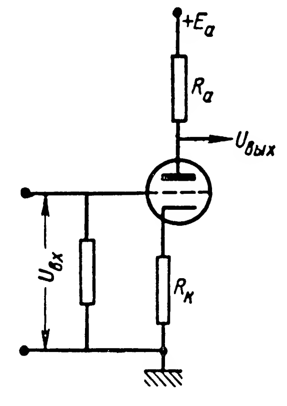
Расчетные уравнения типовых однотактных усилительных каскадов постоянного тока

Уравнения анодных токов	Допустимые сигналы		Коэффициент усиления напряжения	Внутреннее сопротивление относительно нагрузки	Входная емкость	№ фигуры
	Отрицательные	Положительные				
$i_a=\frac{E_a+\mu U_{вх}}{R_a+R_i+(1+\mu)R_н}$	$<\frac{E_a}{\mu}$	$<\frac{E_aR_к-U_{cp}Z}{R_a+R_i+R_к}$; $Z=R_a+R_i+(1+\mu)R_к$	$\frac{-\mu R_a}{R_a+R_i+(1+\mu)R_к}$	$R_i+(1+\mu)R_к$	$aC_{ск}+(1+K_0)C_{ac}+C_м$; $a=\frac{R_a+R_i+R_к}{R_a+R_i+(1+\mu)R_к}$	VI.2
$i_a=\frac{E_a+\mu U_{вх}}{R_i+(1+\mu)R_к}$	$<\frac{E_a}{\mu}$	$<\frac{E_aR_к-U_{co}Z}{R_i+R_к}$; $Z=R_i+(1+\mu)R_к$	$\frac{\mu R_к}{R_i+(1+\mu)R_к}$	$\frac{R_i}{1+\mu}$	$C_{ac}+(1-K_0)C_{ск}+C_м$	VI.3
$i_a=\frac{E_a-(1+\mu)U_{вх}}{R_a+R_i}$	$<\frac{E_aR_к}{R_a+R_i}$ класс A_1	$<\frac{E_a}{\mu}$	$\frac{(1+\mu)R_a}{R_a+R_i}$	R_i	$R_{вх}=\frac{R_a(1+\omega^2\tau_2^2)}{K_0+\omega^2\tau_1\tau_2}$; $C_{вх}=\frac{\tau_1-\tau_2K_0}{R_a(1+\omega^2\tau_2^2)}$; $R_в=\frac{R_aR_i}{R_a+R_i}$; $\tau_1=R_вC_{ак}$; $\tau_2=R_в(C_{ac}+C_{ак})$	VI.4
$i_1=\frac{(R_a+R_i)E_a+\mu Z'U_{вх}}{ZZ' \quad A^2}$; $i_2=\frac{R_iE_a-\mu AU_{вх}}{ZZ-A^2}$; $A=(1+\mu)R_к$; $Z=R_i+(1+\mu)R_к$; $Z'=R_a+R_i+(1+\mu)R_к$	$\frac{(R_a+R_i)E_a}{\mu Z'}$	$\frac{R_iE_a}{\mu(1+\mu)R_к}$	$\frac{\mu A}{ZZ'-A^2}>\frac{\mu}{1+\frac{2R_a}{R_i}+\frac{R_i(R_a+R_i)}{R_aR_к(1+\mu)}}$	$\frac{R_i[R_i+2(1+\mu)R_к]}{R_i+(1+\mu)R_к}$	$C_{ac}+\left[1-\frac{\mu(R_a+R_i)R_к}{ZZ'-A^2}\right]\times C_{ск}+C_м$	VI.5

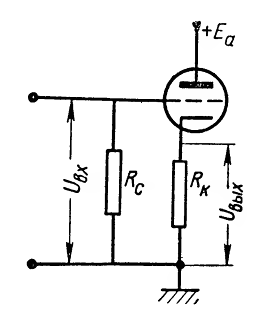
Схемы таких каскадов приведены на фиг. VI. 2—5, а их расчетные уравнения — в табл. VI. 1. Эти схемы отличаются следующими особенностями.

При применении автоматического смещения в однотактном усилительном каскаде (фиг. VI. 2) не требуется отдельного источника напряжения смещения, уменьшаются нелинейные искажения, коэффициент усиления и крутизна, увеличивается выходное внутреннее сопротивление и сужается полоса пропускания.

Входное сопротивление катодного повторителя (фиг. VI. 3) велико, его входная емкость мала, коэффициент усиления напряжения несколько меньше единицы, усиление тока достигает величины 1000—2000. Выходное сопротивление катодного повторителя мало (примерно 150—400 *ом*), допустимый положительный сигнал обычно больше 100 *в*, полоса пропускания достигает нескольких мегагерц и выше.



Фиг. VI. 2. Схема усилительного каскада с автоматическим смещением.



Фиг. VI. 3. Схема катодного повторителя.

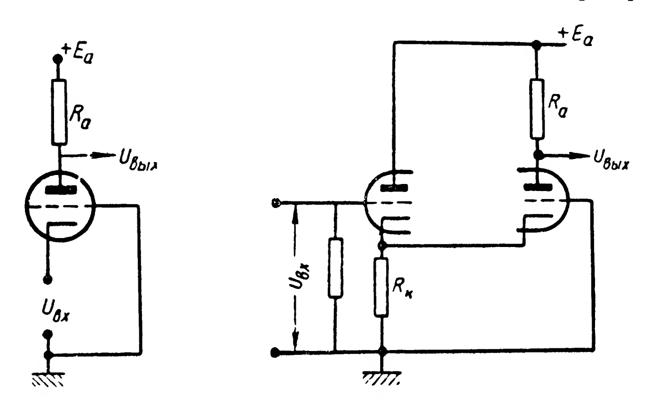
В каскаде с заземленной сеткой (фиг. VI. 4) сигнал включается в цепь катода; входная емкость этой схемы незначительна; связь между выходом и входом весьма слаба, так как управляющая сетка экранирует входную цепь от цепи анода. Существенным недостатком этой схемы является малое входное сопротивление.

Схема с катодной связью (фиг. VI. 5) представляет собой объединение катодного повторителя и каскада с заземленной сеткой; эта схема имеет большое входное сопротивление, малую входную емкость, относительно большой коэффициент усиления, выходное сопротивление в 1,5—2 раза больше внутреннего сопротивления лампы R_i.

Дрейф — смещение нуля. Выходное напряжение усилительного каскада постоянного тока зависит от величины контактной разности потенциалов между сеткой и катодом и от значений напряжений питания. Изменения выходного напряжения или тока, вызванные изменениями этих факторов, называются дрейфом выходного напряжения или смещением нуля. Тренировка ламп в нормаль-

ном режиме в течение 100 час. устраняет быстрые изменения контактной разности потенциалов. Усовершенствовав технологию изготовления ламп, можно значительно уменьшить непостоянство контактной разности потенциалов.

Электроны вылетают из катода с некоторыми начальными скоростями, которые можно учесть, введя последовательно в цепь катода фиктивную э. д. с. $U_{тд}$ температурного дрейфа катода.



Фиг. VI. 4. Схема каскада с заземленной сеткой.

Фиг. VI. 5. Схема каскада с катодной связью.

Величина анодного тока триода, с учетом влияния напряжения накала, может быть определена из выражения

$$i_a = \frac{U_a + \mu U_c + (1 + \mu) U_{тд}}{R_i}. \qquad \text{(VI. 11)}$$

Член $(1 + \mu)\ U_{тд}$ учитывается лишь в том случае, когда определяется изменение анодного тока, вызванное непостоянством напряжения накала.

Опыты показывают, что изменение напряжения накала оксидного катода на $\pm 10\%$ от номинального значения вызывает изменение $\Delta U_{тд}$ до ± 100 *мв*, если $i_a < 1$ *ма*, и до ± 200 *мв*, если $i_a > 1$ *ма*.

В сервоусилителях нередко применяется диодная компенсация температурного дрейфа входной лампы (фиг. VI. 6, *а*). На этой схеме $Л_2$ — компенсирующий диод, напряжение на нагрузке R которого включено противоположно э. д. с. $U_{тд}$ усилительной лампы $Л_1$. Если сопротивление нагрузки диода R велико (порядка 1 *мгом*), то падение напряжения на нем приблизительно равно 1 *в*. Это позволяет иногда использовать компенсирующий диод в качестве источника отрицательного сеточного смещения, исключить сопротивление автоматического смещения и таким образом увеличить усиление каскада. Диодная компенсация температурного дрейфа уменьшает этот дрейф в 25—100 раз.

Схема триодной компенсации температурного дрейфа показана на фиг. VI. 6, *б*. Если напряжение накала обеих ламп увеличивается,

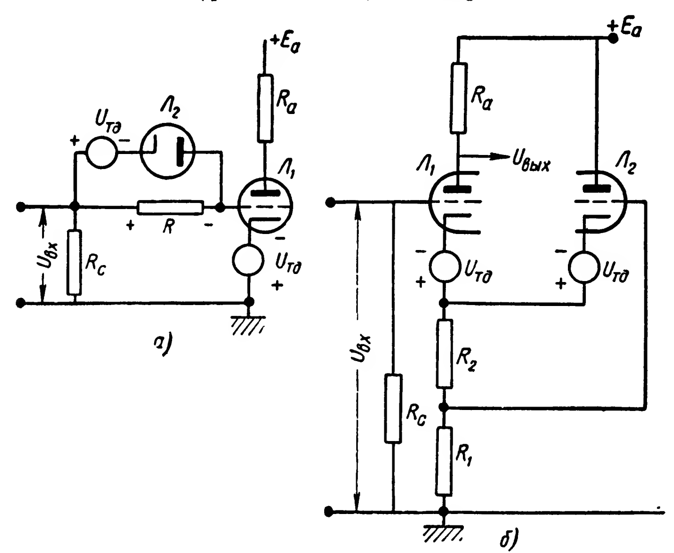
то их анодные токи возрастают; при этом увеличение тока второй лампы больше первой, так как крутизна второй лампы больше (в ее анодной цепи нет нагрузки). В результате этого на сопротивлениях $R_1 + R_2$ увеличиваются напряжение и отрицательное смещение сетки лампы $Л_1$. Если

$$R_i = \mu R_2 \text{ или } 1 = SR_2, \qquad \text{(VI. 12)}$$

то анодный ток не зависит от напряжения анодного питания E_a и напряжения $U_{тд}$.

$$i_1 = \frac{\mu U_{вх}}{R_a + 2R_i}. \qquad \text{(VI. 13)}$$

Таким образом, из анализа уравнения (VI. 12) следует, что схема триодной компенсации (фиг. VI. 6, *б*) несовершенна, так как условие



Фиг. VI. 6. Схемы компенсации температурного дрейфа катода усилительной лампы:

а — схема диодной компенсации; *б* — схема триодной компенсации.

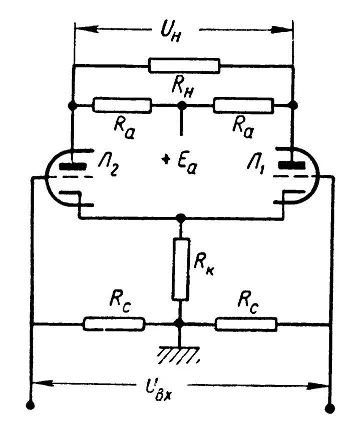
компенсации зависит от крутизны S, которая, в свою очередь, зависит от анодного тока. Следовательно, удовлетворительная компенсация будет только при одном значении входного сигнала. Другой недостаток схемы триодной компенсации температурного дрейфа состоит в том, что на вход этой схемы можно включать только положительные сигналы или источник положительного смещения.

В литературе имеются утверждения, что в схеме с катодной связью температурный дрейф катодов полностью компенсируется. В действительности в этой схеме отношение усиления сигнала к усилению дрейфа составляет

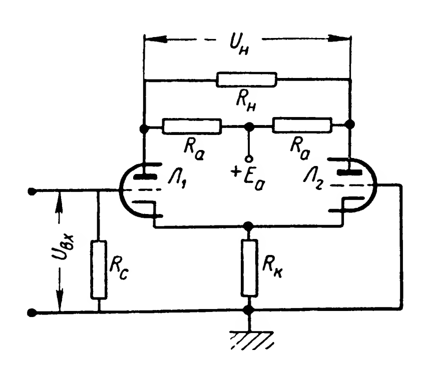
$$\alpha = \frac{\mu R_к}{R_i}. \qquad \text{(VI. 14)}$$

Балансные усилительные каскады. Схемы диодной компенсации температурного дрейфа катода не устраняют влияния изменений анодного питания на выходное напряжение усилительного каскада. Этот недостаток исключается в балансных усилительных схемах, выходное напряжение или выходной ток которых не зависит от изменения в широких пределах напряжений анодного питания и питания накала. Такая характеристика имеет важное значение при использовании усилителей в автоматике, так как узлы автоматики должны быть наиболее простыми, а отсутствие стабилизаторов напряжения значительно упрощает систему.

Балансная усилительная ступень выполняется по схеме моста, два плеча которого представляют собой триоды. Анодное питание включается в одну диагональ моста, с другой диагонали снимается



Фиг. VI. 7. Схема симметричного параллельно-балансного усилительного каскада.



Фиг. VI. 8. Схема асимметричного параллельно-балансного усилительного каскада.

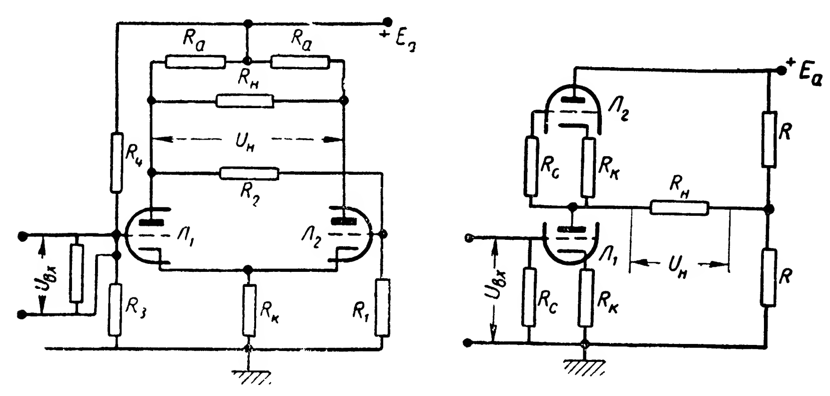
выходное напряжение. Мостовые схемы легко балансируются, т. е. легко устанавливается выходное напряжение, равное нулю, при отсутствии входного сигнала; выходное напряжение линейно связано с входным сигналом, если последний не превышает допустимого расчетного значения. Изменения напряжения накала влияют на выходное напряжение в балансной схеме меньше, чем в схемах с компенсацией температурного дрейфа катода. Балансные усилительные каскады (фиг. VI. 7—10) работают весьма надежно, поэтому их следует считать основными типовыми усилительными элементами систем автоматики.

Расчетные уравнения параметров этих каскадов приведены в табл. VI. 2, *а* — *е*.

Коэффициент полезного действия балансных усилительных каскадов может иметь значение от долей процента (сериесная схема) до 12,5% (симметричная параллельно-балансная схема). Относительно небольшой к. п. д. не имеет существенного значения, так как для автоматики значительно важнее малый дрейф,

и независимость выходного напряжения от изменения питающих напряжений.

Иногда сопротивление нагрузки оказывается зашунтированным емкостью $C_н$, причем от выходного усилительного каскада к нагрузке тянутся длинные провода. Обозначим емкость между каждым проводом и землей символом C_a. Коэффициент усиления высокочастот-



Фиг. VI. 9. Схема симметричного усилительного каскада.

Фиг. VI. 10. Схема сериесного усилительного каскада.

ных сигналов для такой схемы можно определить, подставив в уравнение (VI. 5) вместо $R_ч$ величину

$$Z_н = \frac{R_н}{1 + R_н C_н s}$$

и вместо R_a выражение

$$Z_a = \frac{R_a}{1 + R_a C_a s}.$$

В результате такой подстановки получим выражение коэффициента усиления напряжения:

$$\dot{K}_в = \frac{K_0}{1 + R_в C_0 s}, \qquad \text{(VI. 15)}$$

где K_0 — коэффициент усиления сигналов нулевой частоты;

$R_в$ — внутреннее сопротивление схемы относительно зажимов выходной емкости;

$$R_в = \frac{R_{вн} R_н}{R_{вн} + R_н}; \qquad \text{(VI. 16)}$$

здесь

$$C_0 = 0{,}5 C_a + C_н. \qquad \text{(VI. 17)}$$

Рассматриваемые балансные каскады отличаются следующими особенностями.

Симметричный параллельно-балансный каскад (см. фиг. VI. 7) имеет ряд преимуществ: величина сопротивления автоматического смещения не влияет на величину коэффициента усиления каскада,

Расчетные уравнения параметров симметричного параллельно-балансного усилительного каскада

Таблица VI.2-а

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н=0\div\infty$	$R_н=0$	$R_н=R_{вн}=\frac{2R_aR_i}{R_a+R_i}$	$R_н=2R_a=Z$	$R_н=\infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu R_a U_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_a+2R_i}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{2R_aE_a}{[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к](2R_a+R_н)}$	$\frac{E_a}{[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к]}$	$\frac{(R_a+R_i)E_a}{(R_a+2R_i)[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к]}$	$\frac{E_a}{4R_a}$	0	$i_{нm}$
$i_{1,2}$	$\frac{E_a}{[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к]}\pm\frac{0{,}5\mu(2R_a+R_н)U_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	$\frac{E_a}{[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к}\pm\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{E_a}{R_a+R_i+2(1+\mu)R_к}\pm\frac{0{,}25\mu(R_a+2R_i)U_{вх}}{R_i(R_a+R_i)}$	$\frac{E_a}{2R_a}\pm\frac{\mu U_{вх}}{R_a+2R_i}$	$\frac{E_a}{R_a+R_i+2(1+\mu)R_к}\pm\frac{0{,}5U_{вх}\mu}{R_a+R_i}$	$i_{1,2}$
i_{1m}	$\frac{2E_a}{R_a+R_i+2(1+\mu)R_к}$	$\frac{2E_a}{R_a+R_i+2(1+\mu)R_к}$	$\frac{2E_a}{R_a+R_i+2(1+\mu)R_к}$	$\frac{E_a}{R_i}$	$\frac{2E_a}{R_a+R_i+2(1+\mu)R_к}$	i_{1m}
$U_н$	$\frac{\mu R_aR_нU_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	0	$\frac{0{,}5\mu R_aU_{вх}}{R_a+R_i}$	$\frac{\mu R_aU_{вх}}{(R_a+2R_i)}$	$\frac{\mu R_aU_{вх}}{R_a+R_i}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{2R_aR_нE_a}{[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к](2R_a+R_н)}$	0	$\frac{2R_aR_iE_a}{(R_a+2R_i)[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к]}$	$\frac{E_a}{2}$	$\frac{2R_aE_a}{R_a+R_i+2(1+\mu)R_к}$	$U_{нm}$
$U_{вхm}$	$\frac{2[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]E_a}{\mu[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к](2R_a+R_н)}$	$\frac{2R_iE_a}{\mu[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к]}$	$\frac{4R_i(R_a+R_i)E_a}{\mu(R_a+2R_i)[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к]}$	$\frac{(R_a+2R_i)E_a}{2\mu R_a}$	$\frac{2(R_a+R_i)E_a}{\mu[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к]}$	$U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{4R_a^2R_нE_a^2}{\{[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к](2R_a+R_н)\}^2}$	0 $Z=R_a+R_i+2(1+\mu)R_к$	$\frac{2R_aR_i(R_a+R_i)E_a^2}{(R_a+2R_i)^2[R_a+R_i+2(1+\mu)R_к]^2}$	$\frac{E_a^2}{8R_a}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_{am}\leq P_{aн}$	$E_a\leq0{,}7Z\sqrt{\frac{(2R_a+R_н)P_{aн}}{(2R_a+R_н)(Z-2R_a)+2R_a^2}}$	$E_a\leq0{,}7\sqrt{\frac{P_{aн}}{Z-R_a}}$	$E_a\leq\frac{0{,}7Z}{(Z-R_a)}\sqrt{(Z-0{,}5R_a)P_{aн}}$	$E_a\leq2\sqrt{P_{aн}R_a}$	$E_a\leq0{,}7Z\sqrt{\frac{P_{aн}}{Z-2R_a}}$	Условие $P_{am}\leq P_{aн}$

Расчетные уравнения параметров асимметричного параллельно-балансного усилительного каскада при отрицательных сигналах

Таблица VI.2-6

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н=0-\infty$	$R_н=0$	$R_н=R_{вн}=\frac{2R_aR_i}{R_a+R_i}$	$R_н=1,43R_a$ $Z=1,7R_a$	$R_н=\infty$	$R_н$
$i_н$	$-\frac{\mu R_aU_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	$-\frac{0,5\mu U_{вх}}{R_i}$	$-\frac{0,25\mu U_{вх}}{R_i}$	$-\frac{0,7\mu U_{вх}}{R_a+2,4R_i}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$-\frac{R_aE_a}{Z(2R_a+R_н)-R_a^2}$	$-\frac{E_a}{2Z-R_a}$	$-\frac{(R_a+R_i)E_a}{2(R_a+2R_i)Z-R_a(R_a+R_i)}$	$-\frac{0,207E_a}{R_a}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{\mu[Z(2R_a+R_н)-R_a^2]U_{вх}}{(Z+A)[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]}$	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{0,5\mu(2Z-R_a)U_{вх}}{R_i(Z+A)}$	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{\mu[(R_a+2R_i)Z-0,5R_a(R_a+R_i)]U_{вх}}{2R_i(R_a+R_i)(Z+A)}$	$\frac{E_a}{2,4R_a-R_i}-\frac{3,38\mu R_aU_{вх}}{(2,4R_a-R_i)(R_a+2,4R_i)}$	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{\mu ZU_{вх}}{Z^2-A^2}$	i_1
i_2	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{\mu[R_a^2+A(2R_a+R_н)]U_{вх}}{(Z+A)[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]}$	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{0,5\mu(2A+R_a)U_{вх}}{R_i(Z+A)}$	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{\mu[R_a(R_a+R_i)+2(R_a+2R_i)A]U_{вх}}{4R_i(R_a+R_i)(Z+A)}$	$\frac{E_a}{2,4R_a-R_i}+\frac{2,4\mu(R_a-R_i)U_{вх}}{(2,4R_a-R_i)(R_a+2,4R_i)}$	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{\mu AU_{вх}}{Z^2-A^2}$	i_2
i_{2m}	$\frac{(2R_a+R_н)E_a}{Z(2R_a+R_н)-R_a^2}$	$\frac{2E_a}{2Z-R_a}$	$\frac{2(R_a+2R_i)E_a}{2(R_a+2R_i)Z-R_a(R_a+R_i)}$	$\frac{0,71E_a}{R_a}$	$\frac{E_a}{Z}$	i_{2m}
$U_н$	$-\frac{\mu R_aR_нU_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	0	$-\frac{0,5\mu R_aU_{вх}}{R_a+R_i}$	$-\frac{\mu R_aU_{вх}}{R_a+2,4R_i}$	$-\frac{\mu R_aU_{вх}}{R_a+R_i}$	$U_н$
$U_{нm}$	$-\frac{R_aR_нE_a}{[Z(2R_a+R_н)-R_a^2]}$	0	$-\frac{2R_aR_iE_a}{2(R_a+2R_i)Z-R_a(R_a+R_i)}$	$-0,297E_a$	$-\frac{R_aE_a}{Z}$	$U_{нm}$
$(-U_{вхm})$	$\frac{[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]E_a}{\mu[Z(2R_a+R_н)-R_a^2]}$	$\frac{2R_iE_a}{\mu(2Z-R_a)}$	$\frac{4R_i(R_a+R_i)E_a}{\mu[2(R_a+2R_i)Z-R_a(R_a+R_i)]}$	$\frac{0,297(R_a+2,4R_i)E_a}{\mu R_a}$	$\frac{(R_a+R_i)E_a}{\mu Z}$	$(-U_{вхm})$
$P_{нm}$	$\frac{R_a^2R_нE_a^2}{[Z(2R_a+R_н)-R_a^2]^2}$	0	$\frac{2R_aR_i(R_a+R_i)E_a^2}{[2(R_a+2R_i)Z-R_a(R_a+R_i)]^2}$	$\frac{0,0617E_a^2}{R_a}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a\le P_{ан}$	$E_a\le\frac{Z(2R_a+R_н)-R_a^2}{2R_a+R_н}\sqrt{\frac{P_{ан}}{R_i+\mu R_к}}$	$E_a\le(Z-0,5R_a)\sqrt{\frac{P_{ан}}{R_i+\mu R_к}}$	$E_a<\left[Z-\frac{R_a(R_a+R_i)}{2(R_a+2R_i)}\right]\sqrt{\frac{P_{ан}}{R_i+\mu R_к}}$	$E_a<1,41R_a\sqrt{\frac{P_{ан}}{R_i+\mu R_к}}$	$E_a<Z\sqrt{\frac{P_{ан}}{R_i+\mu R_к}}$	Условие $P_a\le P_{ан}$
	$R_к\ge\frac{\mu}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2-\frac{[(R_a+R_i)B-R_a^2]}{(1+\mu)B}+\frac{E_a\sqrt{B^2E_a^2-4P_{ан}BR_a(R_a+R_н)}}{2(1+\mu)P_{ан}B}$	$R_к\ge\frac{\mu}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2-\frac{(R_a+2R_i)}{2(1+\mu)}+\frac{E_a\sqrt{E_a^2-2P_{ан}R_a}}{4(1+\mu)P_{ан}}$	$R_к\ge\frac{\mu}{2R_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2-\frac{(R_a+4R_i)(R_a+R_i)}{2(1+\mu)(R_a+2R_i)}+\frac{E_a}{2(1+\mu)R_{ан}}\sqrt{\frac{E_a^2-2P_{ан}R_a(R_a+3R_i)}{R_a+2R_i}}$	$R_к\ge\frac{\mu}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2-\frac{(0,7R_a+R_i)}{1+\mu}+\frac{E_a\sqrt{E_a^2-9,75P_{ан}R_a}}{2(1+\mu)P_{ан}}$	$R_к\ge\frac{(1+2\mu)}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2-\frac{(R_a+R_i)}{1+\mu}$	
		$Z=R_a+R_i+(1+\mu)R_к$	$B=2R_a+R_н$	$A=(1+\mu)R_к$		

Расчетные уравнения параметров асимметричного параллельно-балансного усилительного каскада при положительных сигналах

Таблица VI. 2-6

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н=0 \div \infty$	$R_н=0$	$R_н=R_{вн}=\frac{2R_aR_i}{R_a+R_i}$	$R_н=\frac{R_a^2}{A}$	$R_н=\infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu R_a U_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{\mu A U_{вх}}{R_a(R_a+R_i)+2AR_i}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{R_aE_a}{R_a^2+A(2R_a+R_н)}$	$\frac{E_a}{R_a+2A}$	$\frac{(R_a+R_i)E_a}{R_a(R_a+R_i)+2A(R_a+2R_i)}$	$\frac{E_a}{2(R_a+A)}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{\mu[Z(2R_a+R_н)-R_a^2]U_{вх}}{(Z+A)[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]}$	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{\mu(Z-0{,}5R_a)U_{вх}}{R_i(Z+A)}$	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{0{,}5\mu[(R_a+2R_i)Z-0{,}5R_a(R_a+R_i)]U_{вх}}{R_i(R_a+R_i)(Z+A)}$	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{\mu[R_a(Z-R_a)+2AZ]U_{вх}}{(Z+A)[(R_a+R_i)+2AR_i]}$	$\frac{E_a}{Z+A}+\frac{\mu Z U_{вх}}{Z^2-A^2}$	i_1
i_2	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{\mu[R_a^2+A(2R_a+R_н)]U_{вх}}{(Z+A)[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]}$	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{0{,}5\mu(R_a+2A)U_{вх}}{R_i(Z+A)}$	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{0{,}25\mu[R_a(R_a+R_i)+2(R_a+2R_i)A]U_{вх}}{R_i(R_a+R_i)(Z+A)}$	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{2\mu A(R_a+A)U_{вх}}{(Z+A)[R_a(R_a+R_i)+2AR_i]}$	$\frac{E_a}{Z+A}-\frac{\mu A U_{вх}}{Z^2-A^2}$	i_2
i_{1m}	$\frac{(2R_a+R_н)E_a}{R_a^2+A(2R_a+R_н)}$	$\frac{2E_a}{R_a+2A}$	$\frac{2(R_a+2R_i)E_a}{R_a(R_a+R_i)+2(R_a+2R_i)A}$	$\frac{(R_a+2A)E_a}{2A(R_a+A)}$	$\frac{E_a}{A}$	i_{1m}
$U_н$	$\frac{\mu R_aR_нU_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	0	$\frac{0{,}5\mu R_aU_{вх}}{R_a+R_i}$	$\frac{\mu R_a^2U_{вх}}{R_a(R_a+R_i)+2AR_i}$	$\frac{\mu R_aU_{вх}}{R_a+R_i}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{R_aR_нE_a}{R_a^2+A(2R_a+R_н)}$	0	$\frac{2R_aR_iE_a}{R_a(R_a+R_i)+2(R_a+2R_i)A}$	$\frac{R_a^2E_a}{2A(R_a+A)}$	$\frac{R_aE_a}{A}$	$U_{нm}$
$U_{вхm}$	$\frac{[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]E_a}{\mu[R_a^2+A(2R_a+R_н)]}$	$\frac{2R_iE_a}{\mu(R_a+2A)}$	$\frac{4R_i(R_a+R_i)E_a}{\mu[R_a(R_a+R_i)+2(R_a+2R_i)A]}$	$\frac{R_a(R_a+R_i)+2AR_i}{2\mu A(R_a+A)}$	$\frac{(R_a+R_i)E_a}{\mu A}$	$U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{R_a^2R_нE_a^2}{[R_a^2+A(2R_a+R_н)]^2}$	0	$\frac{2R_aR_i(R_a+R_i)E_a^2}{[R_a(R_a+R_i)+2(R_a+2R_i)A]^2}$	$\frac{R_a^2E_a^2}{4A(R_a+A)^2}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a \leq P_{ан}$	$E_a\leq[R_a^2+(2R_a+R_н)A]\sqrt{\frac{P_{ан}}{[2\mu R_aR_к+(\mu R_к-R_a)R_н]\times(2R_a+R_н)}}$	$E_a\leq 0{,}5(R_a+2A)\sqrt{\frac{P_{ан}}{\mu R_к}}$	$E_a\leq\frac{(R_a\sigma+2AR)}{2}\sqrt{\frac{P_{ан}}{R_aR(\mu R_к-R_i)}}$	$E_a\leq 2(R_a+A)A\sqrt{\frac{P_{ан}}{[2\mu AR_к+R_a(\mu R_к-R_a)]\times(R_a+2A)}}$	$E_a\leq A\sqrt{\frac{P_{ан}}{\mu R_к-R_a}}$	Условие $P_a \leq P_{ан}$
	$R_к\geq\frac{\mu}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2-\frac{R_a^2}{(1+\mu)(2R_a+R_н)}+\frac{E_a\sqrt{(2R_a+R_н)^2E_a^2-4R_{ан}R_a(R_a+R_н)(2R_a+R_н)}}{2(1+\mu)P_{ан}(2R_a+R_н)}$	$R_к\geq\frac{\mu}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2-\frac{R_a}{2(1+\mu)}+\frac{E_a\sqrt{E_a^2-2P_{ан}R_a}}{2(1+\mu)P_{ан}}$	$R_к\geq\frac{\mu}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2-\frac{R_a(R_a+R_i)}{2(1+\mu)(R_a+2R_i)}+\frac{E_a\sqrt{(R_a+2R_i)^2E_a^2-2P_{ан}R_a(R_a+2R_i)(R_a+3R_i)}}{2(1+\mu)P_{ан}(R_a+2R_i)}$	$R_к\geq\frac{\mu}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)-\frac{R_aR_к}{R_a+2(1+\mu)R_к}+\frac{E_a\sqrt{(2A+R_a)^2E_a^2-4P_{ан}R_a(A+R_a)(2A+R_a)}}{2(1+\mu)P_{ан}(2A+R_a)}$	$R_к\geq\frac{\mu}{2P_{ан}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)+\frac{E_a\sqrt{E_a^2-4P_{ан}R_a}}{2(1+\mu)P_{ан}}$	
	$A=(1+\mu)R_к$	$Z=R_a+R_i+(1+\mu)R_к$	$\sigma=R_a+R_i$	$R=R_a+2R_i$	$B=2R_a+R_н$	

Расчетные уравнения параметров симметричного балансного усилительного каскада

Таблица VI 2-2

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н=0-\infty$	$R_н=0$	$R_н=R_{вн}=\frac{2R_aR_i}{R_a+R_i}$	$R_н=2R_a=2[R_i+2(1+\mu)R_к]$	$R_н=\infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{2\mu R_a U_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	$\frac{\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0.5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{\mu U_{вх}}{R_a+2R_i}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{2\beta R_a E_a}{(2R_a+R_н)(Z+A)}$	$\frac{\beta E_a}{Z+A}$	$\frac{\beta(R_a+R_i)E_a}{(R_a+2R_i)(Z+A)}$	$\frac{0.5\beta E_a}{Z+A}$	0	$i_{нm}$
$i_{1,2}$	$\frac{\beta E_a}{Z+A}\pm\frac{\mu(2R_a+R_н)U_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	$\frac{\beta E_a}{Z+A}\pm\frac{\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{\beta E_a}{Z+A}\pm\frac{0.5\mu(R_a+2R_i)U_{вх}}{R_i(R_a+R_i)}$	$\frac{\beta E_a}{Z+A}\pm\frac{2\mu U_{вх}}{R_a+2R_i}$	$\frac{\beta E_a}{Z+A}\pm\frac{\mu U_{вх}}{R_a+R_i}$	$i_{1,2}$
i_{1m}	$\frac{2\beta E_a}{Z+A}$	$\frac{2\beta E_a}{Z+A}$	$\frac{2\beta E_a}{Z+A}$	$\frac{2\beta E_a}{Z+A}$	$\frac{2\beta E_a}{Z+A}$	i_{1m}
$U_н$	$\frac{2\mu R_a R_н U_{вх}}{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}$	0	$\frac{\mu R_a U_{вх}}{R_a+R_i}$	$\frac{2\mu R_a U_{вх}}{R_a+2R_i}$	$\frac{2\mu R_a U_{вх}}{R_a+R_i}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{2\beta R_a R_н E_a}{(2R_a+R_н)(Z+A)}$	0	$\frac{2\beta R_a R_i E_a}{(R_a+2R_i)(Z+A)}$	$\frac{\beta R_a E_a}{Z+A}$	$\frac{2\beta R_a E_a}{Z+A}$	$U_{нm}$
$\pm U_{вхm}$	$\frac{\beta[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]E_a}{\mu(2R_a+R_н)(Z+A)}$	$\frac{\beta R_i E_a}{\mu(Z+A)}$	$\frac{2\beta R_i(R_a+R_i)E_a}{\mu(R_a+2R_i)(Z+A)}$	$\frac{0.5\beta(R_a+2R_i)E_a}{\mu(Z+A)}$	$\frac{\beta(R_a+R_i)E_a}{\mu(Z+A)}$	$\pm U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{4\beta^2R_a^2R_нE_a^2}{(2R_a+R_н)^2(Z+A)^2}$	0	$\frac{2\beta^2R_aR_i(R_a+R_i)E_a^2}{(R_a+2R_i)^2(Z+A)^2}$	$\frac{0.5\beta^2R_iE_a^2}{(Z+A)^2}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_{am}\le P_{aн}$	$E_a\le(Z+A)\sqrt{\frac{P_{aн}B}{2\beta\{B[Z+A-2\beta(R_a+R_к)]+2\beta R_a^2\}}}$	$E_a\le(Z+A)\sqrt{\frac{P_{aн}}{2\beta\{[Z+A-2\beta(R_a+R_к)]+\beta R_a\}}}$	$E_a\le(Z+A)\sqrt{\frac{P_{aн}(R_a+2R_i)}{2\beta\{(R_a+2R_i)[Z+A-2\beta(R_a+R_к)]+\beta(R_a+R_i)R_a\}}}$	$E_a\le(Z+A)\sqrt{\frac{P_{aн}}{\beta\{[Z+A-2\beta(R_a+R_к)]+\beta R_a\}}}$	$E_a\le(Z+A)\sqrt{\frac{P_{aн}}{2\beta[Z+A-2\beta(R_a+R_к)]}}$	Условие $P_{am}\le P_{aн}$
y_{12}	$\frac{2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н}{\mu R_a(2R_a+R_н)}$	$\frac{R_i}{\mu R_a}$	$\frac{2R_i(R_a+R_i)}{\mu R_a(R_a+2R_i)}$	$\frac{R_a+2R_i}{2\mu R_a}$	$\frac{R_a+R_i}{\mu R_a}$	y_{12}
y_{34}	$\frac{(R_i+2A)[2R_aR_i+(R_a+R_i)R_н]}{2\mu R_a(ZB-R_a^2)}$	$\frac{R_i(R_i+2A)}{\mu R_a(2Z-R_a)}$	$\frac{2R_i(R_a+R_i)(R_i+2A)}{\mu R_a[2Z(R_a+2R_i)-R_a(R_a+R_i)]}$	$\frac{(R_i+2A)(R_a+2R_i)}{\mu R_a(4Z\,R_a)}$	$\frac{(R_i+2A)(R_a+R_i)}{2\mu R_a Z}$	y_{34}
	$A=(1+\mu)R_к$	$B=2R_a+R_н$	$\beta=1+y_{34}\mu$			

Расчетные уравнения параметров сериесного усилительного балансного каскада при отрицательных сигналах

Таблица V 2 д

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки 1	Режим короткого замыкания 2	Режим максимальной чувствительности по мощности 3	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале 4	Режим холостого хода 5	Параметры
$R_н$	$R_н=0\div\infty$	$R_н=0$	$R_н=R_{вн}=0{,}5R+0{,}5Z$	$R_н=0{,}5R+Z$	$R_н=\infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu U_{вх}}{R+Z+2R_н}$	$\frac{\mu U_{вх}}{R+Z}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R+Z}$	$\frac{\mu U_{вх}}{2R+3Z}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{E_a}{R+2Z+2R_н}$	$\frac{E_a}{R+2Z}$	$\frac{E_a}{2R+3Z}$	$\frac{0{,}5E_a}{R+2Z}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{0{,}5E_a}{Z}+\frac{0{,}5\mu(R+2Z+2R_н)U_{вх}}{Z(R+Z+2R_н)}$	$\frac{0{,}5E_a}{Z}+\frac{0{,}5\mu(R+2Z)U_{вх}}{Z(R+Z)}$	$\frac{0{,}5E_a}{Z}+\frac{0{,}25\mu(2R+3Z)U_{вх}}{Z(R+Z)}$	$\frac{0{,}5E_a}{Z}+\frac{\mu(R+2Z)U_{вх}}{Z(2R+3Z)}$	$\frac{0{,}5(E_a+\mu U_{вх})}{Z}$	i_1
i_2	$\frac{0{,}5E_a}{Z}+\frac{0{,}5\mu(R+2R_н)U_{вх}}{Z(R+Z+2R_н)}$	$\frac{0{,}5E_a}{Z}+\frac{0{,}5\mu RU_{вх}}{Z(R+Z)}$	$\frac{0{,}5E_a}{Z}+\frac{0{,}25\mu(2R+Z)U_{вх}}{Z(R+Z)}$	$\frac{0{,}5E_a}{Z}+\frac{\mu(R+Z)U_{вх}}{Z(2R+3Z)}$	$\frac{0{,}5(E_a+\mu U_{вх})}{Z}$	i_2
$U_н$	$\frac{\mu R_н U_{вх}}{R+Z+2R_н}$	0	$0{,}25\mu U_{вх}$	$\frac{\mu(0{,}5R+Z)U_{вх}}{2R+3Z}$	$0{,}5\mu U_{вх}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{R_н E_a}{R+2Z+2R_н}$	0	$\frac{0{,}5(R+Z)E_a}{2R+3Z}$	$0{,}25E_a$	$0{,}5E_a$	$U_{нm}$
$(-U_{вхm})$ $(i_1=0)$	$\frac{(R+Z+2R_н)E_a}{\mu(R+2Z+2R_н)}$	$\frac{(R+Z)E_a}{\mu(R+2Z)}$	$\frac{2(R+Z)E_a}{\mu(2R+3Z)}$	$\frac{0{,}5(2R+3Z)E_a}{\mu(R+2Z)}$	$\frac{E_a}{\mu}$	$(-U_{вхm})$ $(i_1=0)$
$P_{нm}$	$\left(\frac{E_a}{R+2Z+2R_н}\right)^2 R_н$	0	$\frac{0{,}5(R+Z)E_a^2}{(2R+3Z)^2}$	$\frac{0{,}125E_a^2}{R+2Z}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a\leq P_{ан}$	$R_к\geq 0{,}125\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2\frac{\mu}{P_{ан}}-\frac{R_i}{1+\mu}\pm\frac{\sqrt{(0{,}25\mu E_a^2)^2+(1+\mu)P_{ан}R_iE_a^2}}{2(1+\mu)^2P_{ан}}$.		$R_к\cong\frac{0{,}25E_a^2}{(1+\mu)P_{ан}}-\frac{R_i}{1+\mu}$.	$Z=R_i+(1+\mu)R_к$		Условие $P_a\leq P_{ан}$

Примечание. В расчетные формулы величину $U_{вх}$ подставлять вместе со знаком минус, т. е. $-U_{вх}$

Расчетные уравнения параметров сериесного усилительного балансного каскада при положительных сигналах

Таблица VI.2-е

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н=0-\infty$	$R_н=0$	$R_{вн}=R_н=0.5(R+Z)$	$R_н=\frac{AR+(R_i+R_к)Z}{2A}$		$P_н$
$i_н$	$\frac{\mu U_{вх}}{R+Z+2R_н}$	$\frac{\mu U_{вх}}{R+Z}$	$\frac{0.5\mu U_{вх}}{R+Z}$	$\frac{\mu A U_{вх}}{2AR+(A+R_i+R_к)Z}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{\mu(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{A(R+2R_н)+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{\mu(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{AR+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{\mu(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{A(2R+Z)+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{\mu(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{2[AR+(R_i+R_к)Z]}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{0.5E_a}{Z}+\frac{0.5\mu(R+2Z+2R_н)U_{вх}}{Z(R+Z+2R_н)}$	$\frac{0.5E_a}{Z}+\frac{0.5\mu(R+2Z)U_{вх}}{Z(R+Z)}$	$\frac{0.5E_a}{Z}+\frac{0.25\mu(2R+3Z)U_{вх}}{Z(R+Z)}$	$\frac{0.5E_a}{Z}+\frac{0.5\mu[2AR+(2A+R_i+R_к)Z]U_{вх}}{Z[2AR+(A+R_i+R_к)Z]}$	$\frac{0.5(E_a+\mu U_{вх})}{Z}$	i_1
i_2	$\frac{0.5E_a}{Z}+\frac{0.5\mu(R+2R_н)U_{вх}}{Z(R+Z+2R_н)}$	$\frac{0.5E_a}{Z}+\frac{0.5\mu RU_{вх}}{Z(R+Z)}$	$\frac{0.5E_a}{Z}+\frac{0.25\mu(2R+Z)U_{вх}}{Z(R+Z)}$	$\frac{0.5E_a}{Z}+\frac{0.5\mu[2AR+(R_i+R_к)Z]U_{вх}}{Z[2AR+(A+R_i+R_к)Z]}$	$\frac{0.5(E_a+\mu U_{вх})}{Z}$	i_2
i_{1m}	$\frac{0.5(R+Z+2R_н)E_a-0.5\mu(R+2Z+2R_н)U_{c0}}{A(R+2R_н)+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{0.5(R+Z)E_a-0.5\mu(R+2Z)U_{c0}}{AR+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{(R+Z)E_a-0.5(2R+3Z)U_{c0}}{A(2R+Z)+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{0.5[2AR+(A+R_i+R_к)Z]E_a-0.5\mu[2AR+(2A+R_i+R_к)Z]U_{c0}}{2A[AR+(R_i+R_к)Z]}$	$\frac{0.5(E_a-\mu U_{c0})}{A}$	i_{1m}
$U_н$	$\frac{\mu R_н U_{вх}}{R+Z+2R_н}$	0	$0.25\mu U_{вх}$	$\frac{\mu[AR+(R_i+R_к)Z]U_{вх}}{2[2AR+(A+R_i+R_к)Z]}$	$\frac{\mu U_{вх}}{2}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{\mu(0.5R_кE_a-ZU_{c0})R_н}{A(R+2R_н)+(R_i+R_к)Z}$	0	$\frac{0.5\mu(R+Z)(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{A(2R+Z)+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{\mu(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{4A}$	$\frac{\mu(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{2A}$	$U_{нm}$
$U_{вхm}$	$\frac{(R+Z+2R_н)(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{A(R+2R_н)+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{(R+Z)(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{AR+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{2(R+Z)(0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{A(2R+Z)+(R_i+R_к)Z}$	$\frac{[2AR+(A+R_i+R_к)Z](0.5R_кE_a-ZU_{c0})}{2A[AR+(R_i+R_к)Z]}$	$\frac{0.5R_кE_a-ZU_{c0}}{A}$	$U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{\mu^2(0.5R_кE_a-ZU_{c0})^2R_н}{[A(R+2R_н)+(R_i+R_к)Z]^2}$	0	$\frac{0.5\mu^2(R+Z)(0.5R_кE_a-ZU_{c0})^2}{[A(2R+Z)+(R_i+R_к)Z]^2}$	$\frac{\mu^2(0.5R_кE_a-ZU_{c0})^2}{8A[AR+(R_i+R_к)Z]}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_{am}\le P_{aн}$	$E_a\le\frac{2[A(R+2R_н)+(R_i+R_к)Z]\sqrt{\frac{P_{aн}}{Z}}+\mu(R+2R_н)U_{c0}}{R+R_i+R_к+2R_н}$	$E_a\le\frac{[AR+(R_i+R_к)Z]\sqrt{\frac{P_{aн}}{Z}}+\mu RU_{c0}}{R+R_i+R_к}$	$E_a\le\frac{2[A(2R+Z)+(R_i+R_к)Z]\sqrt{\frac{P_{aн}}{Z}}+\mu(2R+Z)U_{c0}}{2R+R_i+R_к+Z}$	$E_a\le\frac{4A[AR+(R_i+R_к)Z]\sqrt{\frac{P_{aн}}{Z}}+\mu[2AR+(R_i+R_к)Z]U_{c0}}{2AR+(R_i+R_к)(A+Z)}$	$E_a\le 2A\sqrt{\frac{P_{aн}}{Z}}+\mu U_{c0}$	Условие $P_{am}\le P_{aн}$
	$A=R_i+(1+0.5\mu)R_к$	$Z=R_i+(1+\mu)R_к$				

ток, потребляемый этой схемой от источника анодного питания, не зависит от входного сигнала, что облегчает борьбу с генерацией в многокаскадном усилителе.

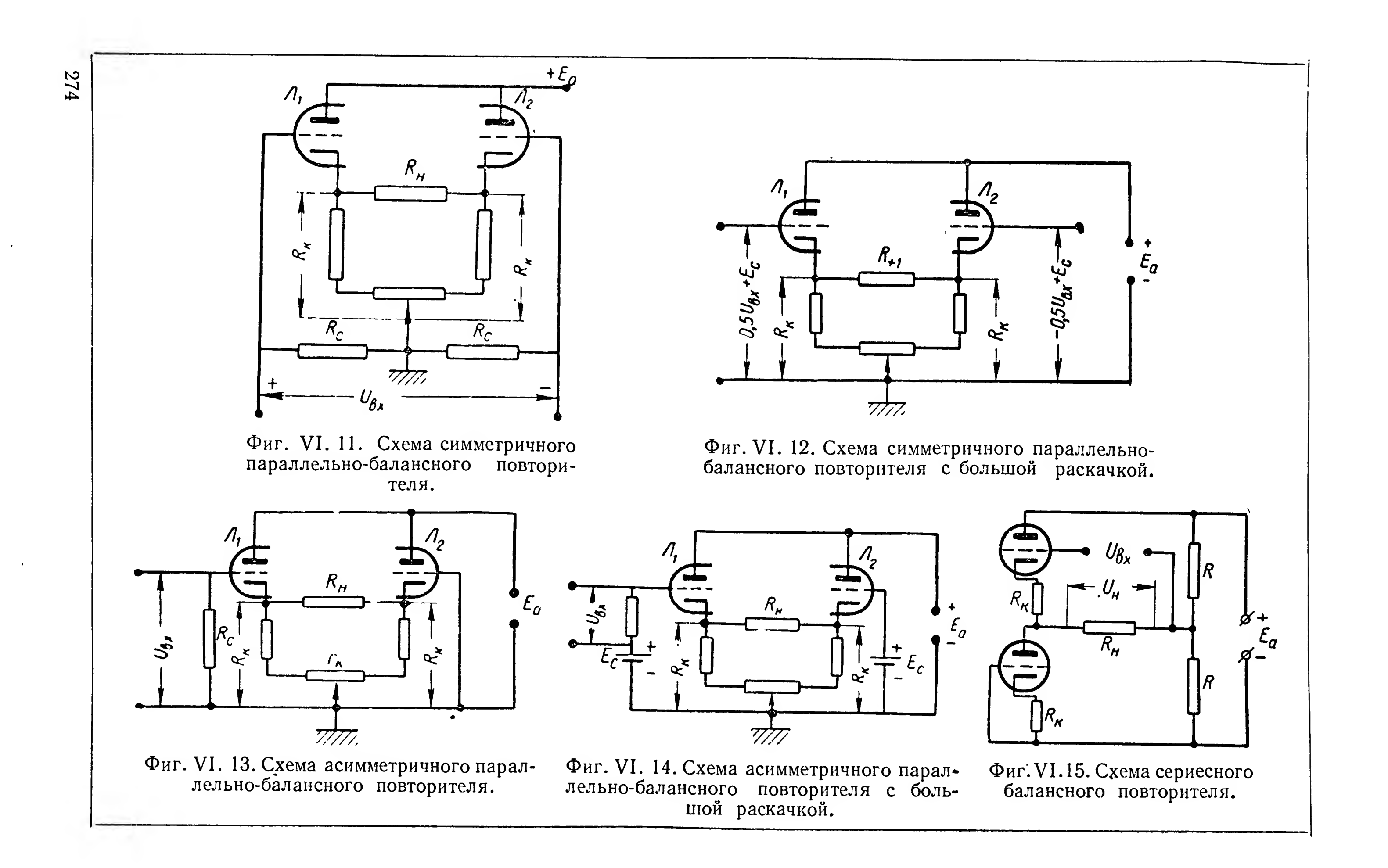
Преимущество асимметричного параллельно-балансного каскада (см. фиг. VI. 8) заключается в том, что один полюс входного напряжения заземлен. При подведении сигнала к этой схеме анодный потенциал входной лампы изменяется значительно больше, чем анодный потенциал лампы $Л_2$, поэтому ток, потребляемый от источника анодного питания, зависит от входного сигнала. Благодаря катодной положительной обратной связи усиление данной схемы равно усилению симметричного балансного каскада, но допустимые величины входных сигналов, выходные напряжение и мощность меньше. Амплитуды допустимых сигналов обоих знаков различны. Нелинейные искажения в этой схеме больше, чем в симметричном параллельно-балансном каскаде, особенно при малых сопротивлениях нагрузки.

Преимущества симметричного и асимметричного каскадов объединяются, если в асимметричном каскаде анод входной лампы присоединить к сетке второй лампы с помощью делителя напряжения. В результате получим схему симметричного усилительного каскада (см. фиг. VI. 9), вход у которого асимметричен, ток от источника анодного питания не зависит от величины входного сигнала, а усиление в 2 раза больше, чем у симметричного каскада. Симметрирующий делитель сужает полосу пропускания каскада. Чтобы выходное напряжение не зависело от изменения напряжения анодного питания, а также для обеспечения требуемого режима входной лампы на ее сетку подается часть напряжения анодного питания. Недостаток симметричного каскада — его несколько бо́льшая сложность.

Сериесный усилительный каскад в режиме максимальной чувствительности по мощности или в режиме холостого хода имеет коэффициент усиления, зависящий только от μ лампы. Так как μ триода почти не изменяется в течение срока службы, то усиление этого каскада отличается высоким постоянством. Дрейф нуля выходного напряжения этого каскада мал, он достигает долей милливольта за короткие промежутки времени и 1—1,5 *мв* за 8 час. Внутреннее сопротивление сериесного каскада велико, полоса пропускания узка. Для расширения полосы пропускания нижнее сопротивление делителя нужно зашунтировать емкостью. Сериесный каскад найдет широкое применение в схемах автоматики и во многих случаях заменит параллельно-балансный каскад, который в настоящее время имеет наибольшее распространение.

Внутреннее сопротивление всех рассмотренных усилительных балансных каскадов достигает единиц или десятков килоом. При работе на низкоомную нагрузку рекомендуется уменьшать внутреннее сопротивление усилителя применением балансных повторителей.

Балансные повторители обладают всеми преимуществами балансных схем. Их выходные напряжения равны нулю при отсутствии входного сигнала; выходное напряжение или выходной ток почти



Фиг. VI. 11. Схема симметричного параллельно-балансного повторителя.

Фиг. VI. 12. Схема симметричного параллельно-балансного повторителя с большой раскачкой.

Фиг. VI. 13. Схема асимметричного параллельно-балансного повторителя.

Фиг. VI. 14. Схема асимметричного параллельно-балансного повторителя с большой раскачкой.

Фиг. VI. 15. Схема сериесного балансного повторителя.

не зависит от изменений питающих напряжений. Противосвязь значительно уменьшает нелинейные искажения. В некоторых схемах балансных повторителей допустимые входные сигналы весьма велики. Внутреннее сопротивление балансного повторителя мало (300—800 *ом*), полоса пропускания широка, входная емкость мала. Коэффициент полезного действия значительно меньше, чем в соответствующих схемах балансных усилителей.

Типовые схемы балансных повторителей показаны на фиг. VI. 11—15, а их расчетные уравнения — в табл. VI. 3, *а* — *з*. При определении коэффициента усиления сигналов высоких частот параллельно-балансных повторителей нужно подставить в уравнение коэффициента усиления вместо $R_к$

$$Z_к = \frac{R_к}{1 + C_к R_к}$$

и вместо активного сопротивления нагрузки $R_н$ соответственно

$$Z_н = \frac{R_н}{1 + C_н R_н s_к}.$$

После этой подстановки находим выражение для коэффициента усиления высокочастотных сигналов:

$$\dot{K}_в(s) = \frac{K_0}{1 + R_в C_0 s}, \tag{VI. 18}$$

где K_0 — коэффициент усиления сигналов нулевой частоты;

$$K_0 = \frac{\mu R_к R_н}{2R_i R_к + R_н Z}; \tag{VI. 19}$$

$R_в$ — внутреннее сопротивление схемы относительно выходной емкости;

$$R_в = \frac{2R_i R_к R_н}{2R_i R_к + R_н Z} \tag{VI. 20}$$

и C_0 — выходная емкость;

$$C_0 = 0{,}5C_к + C_н. \tag{VI. 21}$$

Усиление высокочастотных сигналов сериесно-балансного повторителя определяется (если $R = Z$) формулой

$$\dot{K}_в = \frac{K_0(1 + s\tau)}{1 + 0{,}5s\tau}, \tag{VI. 22}$$

где $\tau = RC$;

C — емкость между плюсовой шиной анодного питания и землей;

K_0 — коэффициент усиления сериесно-балансного повторителя на нулевой частоте;

$$K_0 = \frac{\mu R_н}{R + Z + (2 + \mu) R_н}. \tag{VI. 23}$$

Расчетные уравнения параметров симметричного параллельно-балансного повторителя

Таблица VI 3 а

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н = 0 \div \infty$	$R_н = 0$	$R_н = 0{,}775 R_к = \frac{1{,}23 R_i}{1+\mu}$	$R_н = 2R_к = \frac{2R_i}{1+\mu}$	$R_н = \infty$	$R_н$
$I_н$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	$\frac{0{,}5 \mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25 \mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}167 \mu U_{вх}}{R_i}$	0	$I_н$
$I_{нm}$	$\frac{2R_к E_a}{(2R_к + R_н) Z}$	$\frac{E_a}{Z}$	$\frac{0{,}278 E_a}{R_i}$	$\frac{0{,}25 E_a}{R_i}$	0	$I_{нm}$
$i_{1,2}$	$\frac{E_a}{Z} \pm \frac{0{,}5\mu (2R_к + R_н) U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	$\frac{E_a}{Z} \pm \frac{0{,}5 \mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}386 E_a \pm 0{,}346 \mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}5 E_a \pm 0{,}33 \mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{E_a \pm 0{,}5 \mu U_{вх}}{R_i + (1+\mu) R_к}$	$i_{1,2}$
I_{am}	$\frac{2E_a}{Z}$	$\frac{2E_a}{Z}$	$\frac{0{,}772 E_a}{R_i}$	$\frac{E_a}{R_i}$	$\frac{2E_a}{R_i + (1+\mu) R_к}$	I_{am}
$U_н$	$\frac{\mu R_к R_н U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	0	$\frac{0{,}307 \mu U_{вх}}{1+\mu}$	$\frac{0{,}33 \mu U_{вх}}{1+\mu}$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{R_i + (1+\mu) R_к}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{2R_к R_н E_a}{(2R_к + R_н) Z}$	0	$\frac{0{,}343 E_a}{1+\mu}$	$\frac{0{,}5 E_a}{1+\mu}$	$\frac{2R_к E_a}{R_i + (1+\mu) R_к}$	$U_{нm}$
$U_{вхm}$	$\frac{2(2R_i R_к + R_н Z) E_a}{\mu (2R_к + R_н) Z}$	$\frac{2R_i E_a}{\mu Z}$	$\frac{1{,}135 E_a}{\mu}$	$\frac{1{,}5 E_a}{\mu}$	$\frac{2E_a}{\mu}$	$U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{4R_к^2 R_н E_a^2}{(2R_к + R_н)^2 Z^2}$	0	$\frac{0{,}0952 E_a^2}{(1+\mu) R_i}$	$\frac{0{,}125 E_a^2}{(1+\mu) R_i}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a < P_{ан}$	$R_к \geqslant \frac{2\mu}{P_{ан}} \left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2 - \frac{R_i}{1+\mu}$	$R_к > \frac{2\mu}{P_{ан}} \left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2 - \frac{R_i}{1+\mu}$	$E_a \leqslant 1{,}35 \sqrt{\frac{(1+\mu)}{(0{,}386+\mu)} P_{ан} R_i}$	$E_a \leqslant \sqrt{\left(\frac{1+\mu}{0{,}5+\mu}\right) P_{ан} R_i}$	$R_к > \frac{2\mu}{P_{ан}} \left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)^2 - \frac{R_i}{1+\mu}$	Условие $P_a < P_{ан}$
Z	$R_i + (1+\mu) R_к$	$R_i + (1+\mu) R_к$	$2{,}59 R_i$	$2R_i$	$R_i + (1+\mu) R_к$	Z

Расчетные уравнения параметров симметричного повторителя с большой раскачкой

Таблица VI.3-6

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	$E_c = E_{conm}$, $U_{вх m}(-U_{вх m})$					Параметры
		Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	
	1	2	3	4	5	6	
$R_н$	$R_н = 0 \div \infty$	$R_н = 0 - \infty$	$R_н = 0$	$R_н = \frac{2R_i R_к}{Z}$	$R_н = 1{,}41 R_к = 2R_i$	$R_н = \infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{(2{,}7+\mu)R_i}$	0	$i_{iн}$
$i_{нm}$	$\frac{2R_к(E_a+\mu E_c)}{BZ}$	$\frac{R_к(E_a-\mu U_{c0})}{R_i R_к + (R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{2R_i+R_к}$	$\alpha_{iнm}\frac{(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{0{,}147(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	0	$i_{нm}$
$i_{1,2}$	$\frac{E_a+\mu E_c}{Z} \pm \frac{0{,}5\mu B U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	$\frac{B(E_a-\mu U_{c0})}{2[R_i R_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]} \pm \frac{0{,}5\mu B U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{2R_i+R_к} \pm \frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{\alpha_{10}(E_a-\mu U_{c0})}{R_i} \pm \alpha_1\frac{U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25(E_a-\mu U_{c0})}{R_i} \pm \frac{0{,}856\mu U_{вх}}{(2{,}7+\mu)R_i}$	$\frac{0{,}5(E_a-\mu U_{c0})}{R_i+R_к} \pm \frac{0{,}5\mu U_{вх}}{Z}$	$i_{1,2}$
i_{1m}	$\frac{2(E_a+\mu E_c)}{Z}$	$\frac{B(E_a-\mu U_{c0})}{R_i R_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	$\frac{2(E_a-\mu U_{c0})}{2R_i+R_к}$	$\frac{2\alpha_{10}(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{0{,}5(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{R_i+R_к}$	i_{1m}
$U_н$	$\frac{\mu R_к R_н U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	$\frac{\mu R_к R_н U_{вх}}{2R_i R_к + R_н Z}$	0	$\alpha_{Uн} U_{вх}$	$\frac{\mu U_{вх}}{2{,}7+\mu}$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{Z}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{2R_к R_н(E_a+\mu E_c)}{BZ}$	$\frac{R_к R_н(E_a-\mu U_{c0})}{R_i R_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	0	$\alpha_{Uнm}(E_a-\mu U_{c0})$	$0{,}293(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{R_к(E_a-\mu U_{c0})}{R_i+R_к}$	$U_{нm}$
$U_{вх m}$	$\frac{2(2R_i R_к+R_н Z)(E_a+\mu E_c)}{\mu BZ}$	$\frac{(2R_i R_к+R_н Z)(E_a-\mu U_{c0})}{\mu[R_i R_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]}$	$\frac{2R_i(E_a-\mu U_{c0})}{\mu(2R_i+R_к)}$	$\alpha_{Uвхm}(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{0{,}293(2{,}7+\mu)(E_a-\mu U_{c0})}{\mu}$	$\frac{Z(E_a-\mu U_{c0})}{\mu(R_i+R_к)}$	$U_{вх m}$
$P_{нm}$	$\frac{4R_к^2 R_н(E_a+\mu E_c)^2}{B^2 Z^2}$	$\frac{R_к^2 R_н(E_a-\mu U_{c0})^2}{[R_i R_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]^2}$	0	$\alpha_{Pнm}(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{0{,}043(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a \ll P_{ан}$	$R_к \geq \frac{2\mu}{P_{ан}}\left(\frac{E_a+\mu E_c}{1+\mu}\right)^2 - \frac{R_i}{1+\mu}$	$E_a \leq \frac{1{,}4[R_i R_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]}{2R_к+R_н}\sqrt{\frac{P_{ан}}{Z\ R_к}}$	$E_a \leq 0{,}7(2R_i+R_к)\sqrt{\frac{P_{ан}}{Z-R_к}}$	$E_a < \alpha_{E0}\sqrt{P_{ан} R_i}$	$E_a \leq 2{,}35\sqrt{\frac{P_{ан} R_i}{0{,}7+\mu}}$	$E_a \leq 1{,}4(R_i+R_к)\sqrt{\frac{P_{ан}}{Z-R_к}}$	Условие $P_a \ll P_{ан}$
ε	$E_a+\mu E_c$	$\frac{BZ(E_a-\mu U_{c0})}{2[R_i R_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]}$	$\frac{Z(E_a-\mu U_{c0})}{2R_i+R_к}$	$\alpha_\varepsilon(E_a-\mu U_{c0})$	$0{,}353(1{,}7+\mu)(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{Z(E_a-\mu U_{c0})}{2(R_i+R_к)}$	ε
E_c	E_c	$\frac{BZ(E_a-\mu U_{c0})}{2\mu[R_i R_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]} - \frac{E_a}{\mu}$	$\frac{Z(E_a-\mu U_{c0})}{\mu(2R_i+R_к)} - \frac{E_a}{\mu}$	$\frac{\alpha_\varepsilon(E_a-\mu U_{c0})-E_a}{\mu}$	$\frac{0{,}353(1{,}7+\mu)(E_a-\mu U_{c0})-E_a}{\mu}$	$\frac{Z(E_a-\mu U_{c0})}{2\mu(R_i+R_к)} - \frac{E_a}{\mu}$	E_c
	$B = 2R_к + R_н$	$Z = R_i + (1+\mu)R_к$			$Z = 1{,}4 + (1{,}7+\mu)R_i$		

Расчетные уравнения параметров асимметричного балансного повторителя при отрицательных сигналах

Таблица VI 3 6

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н = 0 - \infty$	$R_н = 0$	$R_н = \frac{1{,}1R_i}{1+\mu} = 0{,}92R_к$	$R_н = \frac{2R_i}{1+\mu} = 1{,}41R_к$	$R_н = \infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{2R_iR_к + R_н Z}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}185\mu U_{вх}}{R_i}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$-\frac{R_к E_a}{R_iR_к + (R_к+R_н)Z}$	$\frac{E_a}{R_i+Z}$	$\frac{0{,}19E_a}{R_i}$	$\frac{0{,}147E_a}{R_i}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{E_a}{Z} - \frac{\mu[R_iR_к + (R_к+R_н)Z]U_{вх}}{(2R_iR_к + R_нZ)Z}$	$\frac{E_a}{Z} - \frac{\mu(R_i+Z)U_{вх}}{2R_iZ}$	$\frac{0{,}45E_a}{R_i} - \frac{0{,}59\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}41E_a}{R_i} - \frac{0{,}526\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{E_a - \mu U_{вх}}{Z}$	i_1
i_2	$\frac{E_a}{Z} + \frac{\mu(1+\mu)R_к^2 U_{вх}}{(2R_iR_к + R_нZ)Z}$	$\frac{E_a}{Z} + \frac{\mu(1+\mu)R_к U_{вх}}{2R_iZ}$	$\frac{0{,}45E_a}{R_i} + \frac{0{,}136\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}41E_a}{R_i} + \frac{0{,}11\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{E_a}{Z}$	i_2
i_{2m}	$\frac{(2R_к+R_н)E_a}{R_iR_к + (R_к+R_н)Z}$	$\frac{2E_a}{R_i+Z}$	$\frac{0{,}56E_a}{R_i}$	$\frac{0{,}5E_a}{R_i}$	$\frac{E_a}{Z}$	i_{2m}
$U_н$	$\frac{\mu R_к R_н U_{вх}}{2R_iR_к + R_нZ}$	0	$\frac{0{,}275\mu U_{вх}}{1+\mu}$	$\frac{0{,}37\mu U_{вх}}{1+\mu}$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{Z}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{R_кR_нE_a}{R_iR_к + (R_к+R_н)Z}$	0	$\frac{0{,}21\mu U_{вх}}{1+\mu}$	$\frac{0{,}29E_a}{1+\mu}$	$\frac{R_кE_a}{Z}$	$U_{нm}$
$-U_{вхm}$ $i_1=0$	$\leq\frac{(2R_iR_к + R_нZ)E_a}{\mu[R_iR_к + (R_к+R_н)Z]}$	$\frac{2R_iE_a}{\mu(R_i+Z)}$	$\frac{0{,}77E_a}{\mu}$	$\frac{0{,}8E_a}{\mu}$	$\frac{E_a}{\mu}$	$-U_{вхm}$ $i_1=0$
$P_{нm}$	$\frac{R_к^2R_нE_a^2}{[R_iR_к + (R_к+R_н)Z]^2}$	0	$\frac{0{,}04E_a^2}{(1+\mu)R_i}$	$\frac{0{,}043E_a^2}{(1+\mu)R_i}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a \leq P_{aн}$	$P_{aн} \leq \frac{(2R_к+R_н)[R_iR_к + (R_к+R_н)(R_i+\mu R_к)]E_a^2}{[R_iR_к + (R_к+R_н)Z]^2}$	$E_a \leq \frac{(R_i+Z)}{1{,}41}\sqrt{\frac{P_{aн}}{2R_i+\mu R_к}}$	$E_a \leq 1{,}34\sqrt{\frac{(1+\mu)P_{aн}R_i}{0{,}56+\mu}}$	$E_a \leq 2\sqrt{\frac{(1+\mu)P_{aн}R_i}{1+2\mu}}$	$E_a \leq Z\sqrt{\frac{P_{aн}}{R_i+\mu R_к}}$	Условие $P_a \leq P_{aн}$
Z	$R_i + (1+\mu)R_к$	$R_i + (1+\mu)R_к$	$2{,}2R_i$	$2{,}41R_i$	$R_i + (1+\mu)R_к$	Z

Расчетные уравнения параметров асимметричного балансного повторителя при отрицательных сигналах

Таблица VI.3-г

Параметры	Режим малых сопротивлений нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим больших сопротивлений нагрузки	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$0 \le R_н \le \frac{R_к}{Z}\left\{\frac{[(1+\mu)R_к-R_i]\mu R_к}{(R_i+R_к)}-2R_i\right\}$	$R_н=0$	$R_н=\frac{2R_iR_к}{Z}$	$\frac{R_к}{Z}\left\{\frac{[(1+\mu)R_к-R_i]\mu R_к}{R_i+R_к}-2R_i\right\} \le R_н \le \infty$	$R_н=\infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{E_a}{(1+\mu)R_к}$	$\frac{E_a}{(1+\mu)R_к}$	$\frac{E_a}{(1+\mu)R_к}$	$\frac{\mu R_к(E_aR_к-U_{c0}Z)}{(2R_iR_к+R_нZ)(R_i+R_к)+\mu R_iR_к^2}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{E_a}{Z}+\frac{\mu[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{E_a}{Z}+\frac{\mu(R_i+Z)U_{вх}}{2R_iZ}$	$\frac{E_a}{Z}+\frac{\mu(3R_i+Z)U_{вх}}{4R_iZ}$	$\frac{E_a}{Z}+\frac{\mu[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{E_a+\mu U_{вх}}{Z}$	i_1
i_2	$\frac{E_a}{Z}-\frac{\mu(1+\mu)R_к^2U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{E_a}{Z}-\frac{\mu(1+\mu)R_кU_{вх}}{2R_iZ}$	$\frac{E_a}{Z}-\frac{\mu(1+\mu)R_кU_{вх}}{4R_iZ}$	$\frac{E_a}{Z}-\frac{\mu(1+\mu)R_к^2U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{E_a}{Z}$	i_2
i_{1m}	$\frac{(2R_к+R_н)E_a}{(1+\mu)R_к^2}$	$\frac{2E_a}{(1+\mu)R_к}$	$\frac{2(R_i+Z)E_a}{(1+\mu)R_кZ}$	$\frac{E_a}{Z}+\frac{\mu[R_iR_к+(R_к+R_нZ)(E_aR_к-U_{c0}Z)}{[(2R_iR_к+R_нZ)(R_i+R_к)+\mu R_iR_к^2]Z}$	$\frac{E_a}{Z}+\frac{\mu(E_aR_к-U_{c0}Z)}{(R_i+R_к)Z}$	i_{1m}
$U_н$	$\frac{\mu R_кR_нU_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	0	$\frac{0{,}5\mu R_кU_{вх}}{Z}$	$\frac{\mu R_кR_нU_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	$\frac{\mu R_кU_{вх}}{Z}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{R_нE_a}{(1+\mu)R_к}$	0	$\frac{2R_iE_a}{(1+\mu)Z}$	$\frac{\mu R_кR_н(E_aR_к-U_{c0}Z)}{(2R_iR_к+R_нZ)(R_i+R_к)+\mu R_iR_к^2}$	$\frac{\mu R_к(E_aR_к-U_{c0}Z)}{(R_i+R_к)Z}$	$U_{нm}$
$U_{вхm}$	$\frac{(2R_iR_к+R_нZ)E_a}{\mu(1+\mu)R_к^2}$	$\frac{2R_iE_a}{\mu(1+\mu)R_к}$	$\frac{4R_iE_a}{\mu(1+\mu)R_к}$	$\frac{(2R_iR_к+R_нZ)(E_aR_к-U_{c0}Z)}{(2R_iR_к+R_нZ)(R_i+R_к)+\mu R_iR_к^2}$	$\frac{E_aP_к-U_{c0}Z}{R_i+R_к}$	$U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{R_нE_a^2}{(1+\mu)^2R_к^2}$	0	$\frac{2R_iE_a^2}{(1+\mu)^2R_кZ}$	$\frac{\mu^2R_к^2R_н(E_aR_к-U_{c0}Z)^2}{[(2R_iR_к+R_нZ)(R_i+R_к)+\mu R_iR_к^2]^2}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a<P_{ан}$	$E_a \le (1+\mu)R_к\sqrt{\frac{P_{ан}R_к}{B(\mu R_к-R_н)}}$	$E_a \le (1+\mu)\sqrt{\frac{P_{ан}R_к}{2\mu}}$	$E_a \le (1+\mu)Z\sqrt{\frac{P_{ан}R_к}{2(R_i+Z)(\mu Z-2R_i)}}$	$P_{ан} \le [E_a-(i_{1m}-i_{нm})R_к]i_{1m}$	$P_{ан} \le [E_a-i_{1m}R_к]i_{1m}$	Условие $P_a<P_{ан}$
	$B=2R_к+R_н$	$Z=R_i+(1+\mu)R_к$				

Расчетные уравнения параметров асимметричного параллельно-балансного повторителя с большой раскачкой при отрицательных сигналах

Таблица VI.3-д

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	$E_c=E_{conm}$					Параметры
		Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	
	1	2	3	4	5	6	
$R_н$	$R_н=0-\infty$	$R_н=0\div\infty$	$R_н=0$	$R_н=\frac{2R_iR_к}{Z}$; $R_к=\alpha R_i$	$R_н=2R_i=1{,}41R_к$	$R_к=\infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{(2{,}7+\mu)R_i}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{R_к(E_a+\mu E_c)}{R_iR_к+(R_к+R_н)Z}$	$\frac{R_к(E_a-\mu U_{c0})}{R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{2R_i+R_к}$	$\frac{\alpha_{iнm}(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{0{,}147(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{E_a+\mu E_c}{Z}-\frac{\mu[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{[R_iR_к+(R_к+R_н)Z](E_a-\mu U_{c0})}{[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]Z}-\frac{\mu[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{(R_i+Z)(E_a-\mu U_{c0})}{(2R_i+Z)Z}-\frac{\mu(R_i+Z)U_{вх}}{2R_iZ}$	$\frac{\alpha_{i0}(E_a-\mu U_{c0})-\alpha_1 U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}35(2+\mu)(E_a-\mu U_{c0})}{(1{,}7+\mu)R_i}-\frac{1{,}2\mu(2+\mu)U_{вх}}{(1{,}7+\mu)(2{,}7+\mu)R_i}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{R_i+R_к}-\frac{\mu U_{вх}}{Z}$	i_1
i_2	$\frac{E_a+\mu E_c}{Z}+\frac{\mu(1+\mu)R_к^2 U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{[R_iR_к+(R_к+R_н)Z](E_a-\mu U_{c0})}{[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]Z}+\frac{\mu(1+\mu)R_к^2 U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{(R_i+Z)(E_a-\mu U_{c0})}{(2R_i+Z)Z}+\frac{\mu(1+\mu)R_к U_{вх}}{2R_iZ}$	$\frac{\alpha_{i0}(E_a-\mu U_{c0})-\alpha_2 U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}35(2+\mu)(E_a-\mu U_{c0})}{(1{,}7+\mu)R_i}+\frac{0{,}5\mu(1+\mu)U_{вх}}{(1{,}7+\mu)(2{,}7+\mu)R_i}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{R_i+R_к}$	i_2
i_{2m}	$\frac{(2R_к+R_н)(E_a+\mu E_c)}{R_iR_к+(R_к+R_н)Z}$	$\frac{(2R_к+R_н)(E_a-\mu U_{c0})}{R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	$\frac{2(E_a-\mu U_{c0})}{2R_i+R_к}$	$\frac{\alpha_{i2m}(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{0{,}5(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{R_i+R_к}$	i_{2m}
$U_н$	$\frac{\mu R_к R_н U_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	$\frac{\mu R_к R_н U_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	0	$\alpha_{Uн} U_{вх}$	$\frac{\mu U_{вх}}{2{,}7+\mu}$	$\frac{\mu R_к U_{вх}}{Z}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{R_кR_н(E_a+\mu E_c)}{R_iR_к+(R_к+R_н)Z}$	$\frac{R_кR_н(E_a-\mu U_{c0})}{R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	0	$\alpha_{Uнm}(E_a-\mu U_{c0})$	$0{,}293(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{R_к(E_a-\mu U_{c0})}{R_i+R_к}$	$U_{нm}$
$-U_{вхm}$	$\frac{(2R_iR_к+R_нZ)(E_a+\mu E_c)}{\mu[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]}$	$\frac{(2R_iR_к+R_нZ)(E_a-\mu U_{c0})}{\mu[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]}$	$\frac{2R_i(E_a-\mu U_{c0})}{\mu(2R_i+R_к)}$	$\alpha_{Uвхm}(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{0{,}293(2{,}7+\mu)(E_a-\mu U_{c0})}{\mu}$	$\frac{Z(E_a-\mu U_{c0})}{\mu(R_i+R_к)}$	$-U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{R_к^2R_н(E_a+\mu E_c)^2}{[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]^2}$	$\frac{R_к^2R_н(E_a-\mu U_{c0})^2}{[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]^2}$	0	$\frac{\alpha_{Pнm}(E_a-\mu U_{c0})^2}{R_i}$	$\frac{0{,}0435(E_a-\mu U_{c0})^2}{R_i}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a\le P_{aн}$	$P_{aн}\le(2R_к+R_н)(E_a+\mu E_c)\times\left\{\frac{[R_iR_к+(R_i+\mu R_к)(R_i+R_н)]E_a-\mu E_cR_к(R_к+R_н)}{[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]^2}\right\}$	$P_{aн}\le(2R_к+R_н)(E_a-\mu U_{c0})\times\frac{[R_i(2R_к+R_н)E_a+R_к(R_к+R_н)\mu U_{c0}]}{[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]^2}$	$P_{aн}\le\frac{2(2R_iE_a+R_к\mu U_{c0})(E_a-\mu U_{c0})}{(2R_i+R_к)^2}$	см фиг VI.17	$P_{aн}\le\frac{E_a^2-(\mu U_{c0})^2}{4R_i}$	$P_{aн}\le\frac{(R_iE_a+R_к\mu U_{c0})(E_a-\mu U_{c0})}{(R_i+R_к)^2}$	Условие $P_a\le P_{aн}$
ε	$E_a+\mu E_c$	$\frac{[R_iR_к+(R_к+R_н)Z](E_a-\mu U_{c0})}{R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	$\frac{(R_i+Z)(E_a-\mu U_{c0})}{2R_i+R_к}$	$\alpha_\varepsilon(E_a-\mu U_{c0})$	$0{,}293(2{,}7+\mu)(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{Z(E_a-\mu U_{c0})}{R_i+R_к}$	ε
Z	$R_i+(1+\mu)R_к$	$R_i+(1+\mu)R_к$	$R_i+(1+\mu)R_к$	$[1+(1+\mu)\alpha]R_i$	$1{,}4(1{,}7+\mu)R_i$	$R_i+(1+\mu)R_к$	Z

Расчетные уравнения параметров асимметричного параллельно-балансного повторителя с большой раскачкой при положительных сигналах

Таблица VI.3-е

Параметры	Малые сопротивления нагрузки: Режим малых сопротивлений нагрузки, 1	Режим малых сопротивлений нагрузки, 2	Режим короткого замыкания, 3	Режим максимальной чувствительности по мощности, 4	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале, 5	Большие сопрот. нагрузки: Режим холостого хода, 6	Параметры
$R_н$	$R_н=0-\frac{R_к(\mu R_к-2R_i)}{R_i+R_к}$	$R_н=0\div\frac{R_к(\mu R_к-2R_i)}{R_i+R_к}$	$R_н=0$	$R_н=\frac{2R_iR_к}{Z},\ R_к=\alpha R_i$	$R_н=2R_i=1{,}41R_к$	$R_н=\infty$	$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu R_кU_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	$\frac{\mu R_к}{2R_iR_к+R_нZ}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}25\mu U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{(2{,}7+\mu)R_i}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{E_a+\mu E_c}{(1+\mu)R_к}$	$\frac{R_к(E_a-\mu U_{c0})}{R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{2R_i+R_к}$	$\frac{\alpha_{iн}(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{0{,}147(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{E_a+\mu E_c}{Z}+\frac{\mu[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{(1+\mu)R_к^2(E_a-\mu U_{c0})}{[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]Z}+\frac{\mu[R_iR_к+(R_к+R_н)Z]U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{(1+\mu)R_к(E_a-\mu U_{c0})}{2R_i+R_к}+\frac{\mu(R_i+Z)U_{вх}}{2R_iZ}$	$\frac{\alpha_{i0}(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}+\frac{\alpha_1U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}147(1+\mu)(E_a-\mu U_{c0})}{(1{,}7+\mu)R_i}+\frac{1{,}21\mu(2+\mu)U_{вх}}{(1{,}7+\mu)(2{,}7+\mu)R_i}$	$\frac{E_a+\mu U_{вх}}{Z}$	i_1
i_2	$\frac{E_a+\mu E_c}{Z}-\frac{\mu(1+\mu)R_к^2U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{(1+\mu)R_к^2(E_a-\mu U_{c0})}{[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]Z}+\frac{\mu(1+\mu)R_к^2U_{вх}}{(2R_iR_к+R_нZ)Z}$	$\frac{(1+\mu)R_к(E_a-\mu U_{c0})}{2R_i+R_к}-\frac{\mu(1+\mu)R_кU_{вх}}{2R_iZ}$	$\frac{\alpha_{i0}(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}-\frac{\alpha_2U_{вх}}{R_i}$	$\frac{0{,}147(1+\mu)(E_a-\mu U_{c0})}{(1{,}7+\mu)R_i}-\frac{0{,}5\mu(1+\mu)U_{вх}}{(1{,}7+\mu)(2{,}7+\mu)R_i}$	$\frac{E_a}{Z}$	i_2
i_{1m}	$\frac{(2R_к+R_н)(E_a+\mu E_c)}{(1+\mu)R_к^2}$	$\frac{(2R_к+R_н)(E_a-\mu U_{c0})}{R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	$\frac{2(E_a-\mu U_{c0})}{2R_i+R_к}$	$\frac{\alpha_{iнm}(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{0{,}5(E_a-\mu U_{c0})}{R_i}$	$\frac{E_a-\mu U_{c0}}{R_i+R_к}$	i_{1m}
$U_н$	$\frac{\mu R_кR_нU_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	$\frac{\mu R_кR_нU_{вх}}{2R_iR_к+R_нZ}$	0	$\alpha_{uн}U_{вх}$	$\frac{\mu}{2{,}7+\mu}U_{вх}$	$\frac{\mu R_кU_{вх}}{Z}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{R_н(E_a+\mu E_c)}{(1+\mu)R_к}$	$\frac{R_кR_н(E_a-\mu U_{c0})}{R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	0	$\alpha_{uнm}(E_a-\mu U_{c0})$	$0{,}293(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{\mu R_к(E_aR_к-U_{c0}Z)}{(R_i+R_к)Z}$	$U_{нm}$
$U_{вхm}$	$\frac{(2R_iR_к+R_нZ)(E_a+\mu E_c)}{\mu(1+\mu)R_к^2}$	$\frac{(2R_iR_к+R_нZ)(E_a-\mu U_{c0})}{\mu[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]}$	$\frac{2R_i(E_a-\mu U_{c0})}{\mu(2R_i+R_к)}$	$\alpha_{uвхm}(E_a-\mu U_{c0})$	$\frac{0{,}293(2{,}7+\mu)(E_a-\mu U_{c0})}{\mu}$	$\frac{E_aR_к-U_{c0}Z}{R_i+R_к}$	$U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{R_н(E_a+\mu E_c)^2}{(1+\mu)^2R_к^2}$	$\frac{R_к^2R_н(E_a-\mu U_{c0})^2}{[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]^2}$	0	$\alpha_{pнm}\frac{(E_a-\mu U_{c0})^2}{R_i}$	$\frac{0{,}0435(E_a-\mu U_{c0})^2}{R_i}$	0	$P_{нm}$
$P_{aн}$	$\left[E_a-\frac{\varepsilon(R_к+R_н)}{(1+\mu)R_к}\right]\left[\frac{2R_к+R_н}{(1+\mu)R_к^2}\right]\varepsilon$	$\frac{[E_aR_iB+\mu U_{c0}R_к(R_к+R_н)]B(E_a-\mu U_{c0})}{[R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)]^2}$	$\frac{2(E_a2R_i-\mu U_{c0}R_к)(E_a-\mu U_{c0})}{(2R_i+R_к)^2}$	см фиг VI 18	$\frac{E_a^2-(\mu U_{c0})^2}{4R_i}$	$\frac{(E_aR_i-\mu U_{c0}R_к)(E_a-\mu U_{c0})}{(R_i+R_к)^2}$	$P_{aн}$
ε	$E_a+\mu E_c$	$\frac{(1+\mu)R_к^2(E_a-\mu U_{c0})}{R_iR_к+(R_i+R_к)(R_к+R_н)}$	$\frac{(1+\mu)R_к(E_a-\mu U_{c0})}{2R_i+R_к}$	$\alpha_\varepsilon(E_a-\mu U_{c0})$	$0{,}208(1+\mu)(E_a-\mu U_{c0})$	E_a	ε
Z	$R_i+(1+\mu)R_к$	$B=2R_к+R_н$	$R_i+(1+\mu)R_к$	$R_i+(1+\mu)R_i$	$1{,}41(1{,}7+\mu)R_i$	$R_i+(1+\mu)R_к$	Z

Расчетные уравнения параметров сериесно-балансного повторителя при отрицательных входных сигналах

Таблица VI.3-ж

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н=0\div\infty$	$R_н=0$	$R_н=\frac{R+Z}{2+\mu}$	$R_н=0{,}5R+Z$	$R_н=\infty$	$R_н$
$i_н$	$-\frac{\mu U_{вх}}{R+Z+(2+\mu)R_н}$	$-\frac{\mu U_{вх}}{R+Z}$	$-\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R+Z}$	$-\frac{\mu U_{вх}}{(2+0{,}5\mu)R+(3+\mu)Z}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$-\frac{E_a}{R+2Z+2R_н}$	$-\frac{E_a}{R+2Z}$	$-\frac{(2+\mu)E_a}{(4+\mu)R+(6+2\mu)Z}$	$-\frac{0{,}5E_a}{R+2Z}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{\mu(R+2Z+2R_н)U_{вх}}{2Z[R+Z+(2+\mu)R_н]}$	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{\mu(R+2Z)U_{вх}}{2Z(R+Z)}$	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{0{,}25\mu[(4+\mu)R+(6+2\mu)Z]U_{вх}}{(2+\mu)Z(R+Z)}$	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{\mu(R+2Z)U_{вх}}{Z[(2+0{,}5\mu)R+(3+\mu)Z]}$	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{\mu}{(2+\mu)}\frac{U_{вх}}{Z}$	i_1
i_2	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{\mu(R+2R_н)U_{вх}}{2Z[R+Z+(2+\mu)R_н]}$	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{\mu RU_{вх}}{2Z(R+Z)}$	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{0{,}25\mu[(4+\mu)R+2Z]U_{вх}}{(2+\mu)Z(R+Z)}$	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{\mu(R+Z)U_{вх}}{Z[(2+0{,}5\mu)R+(3+\mu)Z]}$	$\frac{E_a}{2Z}-\frac{\mu}{(2+\mu)}\frac{U_{вх}}{Z}$	i_2
$U_н$	$-\frac{\mu R_н U_{вх}}{R+Z+(2+\mu)R_н}$	0	$-\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{2+\mu}$	$-\frac{\mu(0{,}5R+Z)U_{вх}}{(2+0{,}5\mu)R+(3+\mu)Z}$	$-\frac{\mu U_{вх}}{2+\mu}$	$U_н$
$U_{нm}$	$-\frac{R_н E_a}{R+2Z+2R_н}$	0	$-\frac{(R+Z)E_a}{(4+\mu)R+(6+2\mu)Z}$	$-0{,}25E_a$	$-0{,}5E_a$	$U_{нm}$
$(-U_{вхm})$ $(i_1=0)$	$\frac{[R+Z+(2+\mu)R_н]E_a}{\mu(R+2Z+2R_н)}$	$\frac{(R+Z)E_a}{\mu(R+2Z)}$	$\frac{2(2+\mu)(R+Z)E_a}{\mu[(4+\mu)R+(6+2\mu)Z]}$	$\frac{0{,}5[(2+0{,}5\mu)R+(3+\mu)Z]E_a}{\mu(R+2Z)}$	$\frac{0{,}5(2+\mu)E_a}{\mu}$	$(-U_{вхm})$ $(i_1=0)$
$P_{нm}$	$\frac{E_a^2R_н}{(R+2Z+2R_н)^2}$	0	$\frac{(2+\mu)(R+Z)E_a^2}{[(4+\mu)R+(6+2\mu)Z]^2}$	$\frac{0{,}125E_a^2}{R+2Z}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_a<P_{aн}$	$E_a\leq\frac{2Z\sqrt{P_{aн}}}{R+\mu R_к}$ (для всех режимов)	$R_к\geqslant\frac{0{,}125\mu}{P_{aн}}\left(\frac{E_a}{1+\mu}\right)-\frac{R_i}{1+\mu}+\frac{0{,}5E_a}{(1+\mu)P_{aн}}\sqrt{\frac{P_{aн}P_i}{1+\mu}+(0{,}25E_a)^2}$		$Z=R_i+(1+\mu)R_к$		Условие $P_a<P_{aн}$

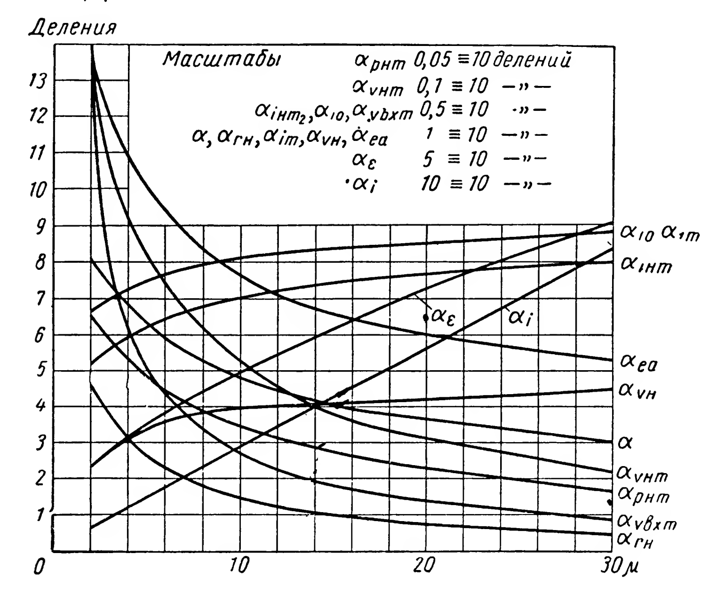
Расчетные уравнения параметров сериесно-балансного повторителя при положительных входных сигналах

Таблица VI.3-3

Параметры	Режим любого сопротивления нагрузки	Режим короткого замыкания	Режим максимальной чувствительности по мощности	Режим максимальной мощности в нагрузке при максимальном входном сигнале	Режим холостого хода	Параметры
	1	2	3	4	5	
$R_н$	$R_н = 0 \div \infty$	$R_н = 0$	$R_н = \frac{R+Z}{2+\mu}$	$R_н = \frac{(R_i+R_к)Z}{R_i+R_к+Z} + 0{,}5R$		$R_н$
$i_н$	$\frac{\mu U_{вх}}{R+Z+(2+\mu)R_н}$	$\frac{\mu U_{вх}}{R+Z}$	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{R+Z}$	$\frac{\mu A U_{вх}}{(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(2+0{,}5\mu)R+Z]}$	0	$i_н$
$i_{нm}$	$\frac{\mu(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(R_i+R_к)Z+A(R+2R_н)}$	$\frac{\mu(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(R_i+R_к)Z+AR}$	$\frac{\mu(2+\mu)(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(4+\mu)R+2Z]}$	$\frac{0{,}5\mu(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(R_i+R_к)Z+AR}$	0	$i_{нm}$
i_1	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu(R+2Z+2R_н)U_{вх}}{2Z[R+Z+(2+\mu)R_н]}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu(R+2Z)U_{вх}}{2Z(R+Z)}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu[(4+\mu)R+2(3+\mu)Z]U_{вх}}{4(2+\mu)Z(R+Z)}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu[(R_i+R_к)Z+A(R+Z)]U_{вх}}{Z\{(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(2+0{,}5\mu)R+Z]\}}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu U_{вх}}{(2+\mu)Z}$	i_1
i_2	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu(R+2R_н)U_{вх}}{2Z[R+Z+(2+\mu)R_н]}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu R U_{вх}}{2Z(R+Z)}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu[(4+\mu)R+2Z]U_{вх}}{4(2+\mu)Z(R+Z)}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu[(R_i+R_к)Z+AR]U_{вх}}{Z\{(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(2+0{,}5\mu)R+Z]\}}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu U_{вх}}{(2+\mu)Z}$	i_2
i_{1m}	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu(R+2Z+2R_н)(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2Z[2(R_i+R_к)Z+A(R+2R_н)]}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu(R+2Z)(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2Z[2(R_i+R_к)Z+AR]}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu[(4+\mu)R+2(3+\mu)Z](R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2Z[2(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(4+\mu)R+2Z]}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu[(R_i+R_к)Z+A(R+Z)](R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2ZA[2(R_i+R_к)Z+AR]}$	$\frac{E_a}{2Z} + \frac{\mu(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2AZ}$	i_{1m}
$U_н$	$\frac{\mu R_н U_{вх}}{R+Z+(2+\mu)R_н}$	0	$\frac{0{,}5\mu U_{вх}}{2+\mu}$	$\frac{\mu[(R_i+R_к)Z+0{,}5AR]}{(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(2+0{,}5\mu)R+Z]}$	$\frac{\mu U_{вх}}{2+\mu}$	$U_н$
$U_{нm}$	$\frac{\mu R_н(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(R_i+R_к)Z+A(R+2R_н)}$	0	$\frac{\mu(R+Z)(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(4+\mu)R+2Z]}$	$\frac{\mu[(R_i+R_к)Z+0{,}5AR](R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2A[2(R_i+R_к)Z+AR]}$	$\frac{\mu(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2A}$	$U_{нm}$
$U_{вхm}$	$\frac{[R+Z+(2+\mu)R_н](R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(R_i+R_к)Z+A(R+2R_н)}$	$\frac{(R+Z)(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(R_i+R_к)Z+AR}$	$\frac{2(2+\mu)(R+Z)(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(4+\mu)R+2Z]}$	$\frac{\{(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(2+0{,}5\mu)R+Z]\}(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2A[2(R_i+R_к)Z+AR]}$	$\frac{(2+\mu)(R_к E_a - 2ZU_{c0})}{2A}$	$U_{вхm}$
$P_{нm}$	$\frac{\mu^2(R_к E_a - 2ZU_{c0})^2 R_н}{[2(R_i+R_к)Z+A(R+2R_н)]^2}$	0	$\frac{\mu^2(2+\mu)(R+Z)(R_к E_a - 2ZU_{c0})^2}{\{2(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(4+\mu)R+2Z]\}^2}$	$\frac{0{,}125\mu^2[R_к E_a - 2ZU_{c0}]^2}{A[2(R_i+R_к)Z+AR]}$	0	$P_{нm}$
Условие $P_{am} \le P_{aN}$	$E_a \le \frac{[2(R_i+R_к)Z+A(R+2R_н)]}{(R_i+R_к+R+2R_н)} \sqrt{\frac{P_{aн}}{Z-R_к}}$	$E_a \le \frac{[2(R_i+R_к)Z+AR]}{(R_i+R_к+R)} \sqrt{\frac{P_{aн}}{Z-R_к}}$	$E_a \le \frac{\{2(2+\mu)(R_i+R_к)Z+A[(4+\mu)R+2Z]\}}{\{(2+\mu)(R_i+R_к)+[(4+\mu)R+2Z]\}} \sqrt{\frac{P_{aн}}{Z-R_к}}$	$E_a \le \frac{2A[2(R_i+R_к)Z+AR]}{2(R_i+R_к)Z+A(R_i+R_к+2R)} \sqrt{\frac{P_{aн}}{Z-R_к}}$	$E_a \le A\sqrt{\frac{P_{aн}}{Z-R_к}}$	Условие $P_{cm} \le P_{c.д}$
			$Z = R_i + (1+\mu)R_к$	$A = R_i + R_к + Z = 2R_i + (2+\mu)R_к$		

Во всех схемах параллельно-балансных повторителей коэффициент усиления и внутреннее сопротивление определяются одинаковыми выражениями, а допустимые входные сигналы и другие параметры — различными выражениями. Во всех симметричных схемах ток, потребляемый от источника анодного питания, не зависит от входного сигнала.

Симметричный параллельно-балансный повторитель имеет малый к. п. д. $\frac{0,125}{1+\mu}$, и его допустимые входные сигналы малы. В схеме



Фиг. VI. 16. Графики расчетных коэффициентов для режима максимальной чувствительности по мощности симметричного параллельно-балансного повторителя с большой раскачкой.

симметричного параллельно-балансного повторителя с большой раскачкой на сетки обеих ламп задается постоянное положительное напряжение E_c, которое, увеличивая анодные токи, позволяет использовать большие $R_к$ и поэтому уменьшает нелинейные искажения и увеличивает постоянство усиления. В этой схеме входные сигналы, выходные ток, напряжение и мощность в несколько раз больше, чем в схеме простого симметричного балансного повторителя. В схемах балансных повторителей с большой раскачкой расчетные уравнения для режима максимальной чувствительности по мощности следует выполнять по графикам, приведенным на фиг. VI. 16—18.

В схеме асимметричного параллельно-балансного повторителя сигнал подводится только к сетке одной из ламп; другая лампа служит лишь компенсатором дрейфа, вызванного изменениями напряжений питания. Допустимые входные сигналы, выходные ток, напряжение и мощность меньше, чем в схеме симметричного

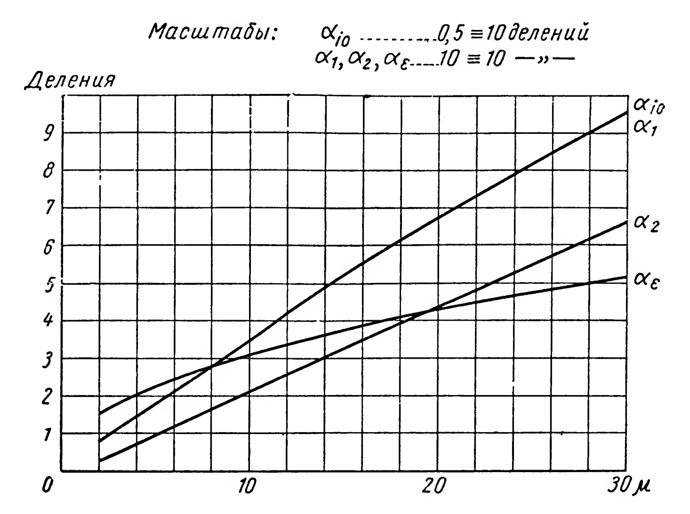
балансного повторителя. Нелинейных искажений в этой схеме больше, чем в других схемах балансных повторителей, особенно если применяются тетроды в триодном включении, работающие в режимах малых анодных токов.

В схеме асимметричного балансного повторителя с большой раскачкой на сетки обеих ламп включено положительное напряжение смещения, благодаря которому входные сигналы и выходные ток, напряжение и мощность увеличиваются в несколько раз по сравнению со схемой простого асимметричного балансного повторителя. В асимметричных схемах при малых сопротивлениях нагрузки и положительных входных сигналах допустимая амплитуда сигнала ограничивается прекращением анодного тока второй лампы. При больших сопротивлениях нагрузки допустимый входной сигнал ограничивается появлением сеточного тока входной лампы. При больших сопротивлениях нагрузки и положительных сигналах не следует включать положительное смещение на сетки. Во всех схемах с большой раскачкой клеммы входа находятся под положительным потенциалом смещения, что иногда затрудняет коммутацию.

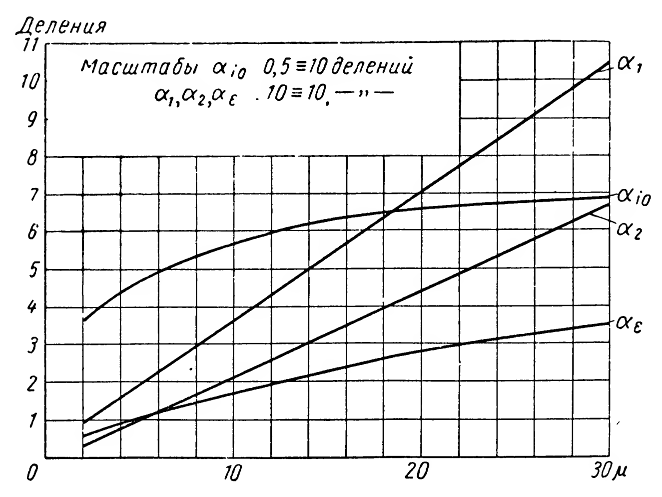
В схемах параллельно-балансных повторителей клеммы выхода находятся под положительным потенциалом относительно клемм входа. Этот недостаток исключен в схеме сериесно-балансного повторителя, который имеет и другие преимущества: малые нелинейные искажения, малый дрейф, высокое постоянство усиления в режимах максимальной чувствительности по мощности и в режиме холостого хода, независимость выходного напряжения от больших изменений напряжений питания; при больших сопротивлениях нагрузки допустимые входные сигналы обоих знаков весьма велики и приближаются к 0,5 E_a. Недостатки этой схемы — большее внутреннее сопротивление, чем в схемах других балансных повторителей, узкополосная частотная характеристика; источник анодного питания находится под «плавающим» потенциалом относительно земли.

В большинстве случаев балансные повторители выполняют роль усилителей мощности и работают как оконечные каскады в многокаскадных усилителях, нагрузкой которых служат: обмотка возбуждения электромашинного усилителя, обмотки соленоида, магнитной муфты, электродвигателя, линия связи и т. п. Эти схемы применяются также в качестве преобразователей сопротивления.

Применение расчетных формул. Расчетные уравнения параметров усилительных каскадов постоянного тока дают результаты, хорошо совпадающие с опытом, если используется действительное значение R_i и если учтен разброс параметров ламп, который для триодов с малым μ достигает $\pm 15\%$. При малых анодных токах величина R_i зависит от i_a. Чтобы найти величину R_i, близкую к действительности, нужно прежде всего вычислить анодный ток покоя i_{a0} (при отсутствии сигнала). В этом расчете надо брать R_i, соответствующее работе лампы в режиме класса А. Если в результате этого расчета получится значение i_{a0}, находящееся на линейном участке анодных характеристик, то можно вычислить остальные параметры; при этом нужно в расчетные формулы подставлять



Фиг. VI. 17. Графики расчетных коэффициентов для режима максимальной чувствительности по мощности асимметричного паралелльно-балансного повторителя с большой раскачкой для отрицательных входных сигналов.



Фиг. VI. 18. Графики расчетных коэффициентов для режима максимальной чувствительности по мощности асимметричного параллельно-балансного повторителя с большой раскачкой для положительных входных сигналов.

такие значения параметров триодов, которые дают наихудшее значение вычисляемого параметра каскада. Этот способ учета разброса параметров ламп гарантирует экспериментальные значения параметров каскада не хуже расчетных.

Если величина тока покоя лампы мала и эта точка находится на линейном участке характеристик лампы, то необходимо из характеристик $R_i = f(i_a)$ определить величину R_i, затем снова вычислить ток покоя и еще раз определить величину R_i, которую затем можно использовать в расчетах остальных параметров каскада.

Питание анодных цепей балансных каскадов переменным напряжением. Высокая надежность балансных усилительных каскадов и независимость их выходного напряжения от изменения в широком диапазоне напряжения питания позволяют использовать питание каскада напряжением переменного тока. Анодная цепь каждого усилительного каскада питается от отдельной обмотки трансформатора. Выходное напряжение предыдущего каскада непосредственно присоединяется ко входу последующего каскада, что значительно упрощает коммутацию многокаскадного усилителя. Если сигналом является напряжение постоянного тока, а питание анодных цепей балансного каскада производится напряжением переменного тока, то коэффициент усиления каскада (т. е. отношение приращения среднего выходного напряжения к приращению входного напряжения) равен половине коэффициента усиления, получающегося при анодном питании напряжением постоянного тока. Если же сигналом является напряжение переменного тока, находящееся в фазе или в противофазе относительно напряжения анодного питания, то коэффициент усиления (отношение приращения среднего выходного напряжения к приращению пикового значения входного сигнала) равен 0,45 от величины коэффициента усиления при питании анодных цепей напряжением постоянного тока. Питание анодных цепей напряжением переменного тока допустимо в тех случаях, когда постоянная времени регулятора значительно превышает длительность периода напряжения, питающего анодные цепи.

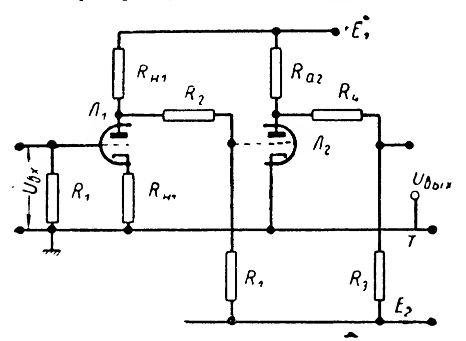
Многокаскадные усилители постоянного тока. Соединение отдельных однотактных каскадов между собой в многокаскадном усилителе в большинстве случаев выполняется при помощи междукаскадных делителей напряжения и путем подачи на управляющие сетки больших напряжений смещения, которые компенсируют положительные потенциалы, снимаемые с анодов предыдущих каскадов (фиг. VI. 19). В первом каскаде такой системы применяется автоматическое смещение. Напряжение смещения сетки второй лампы

$$E_{c2} = \frac{(U_{a1} + E_2) R_1}{R_1 + R_2} - E_2 \qquad \text{(VI. 24)}$$

и коэффициент передачи делителя напряжения

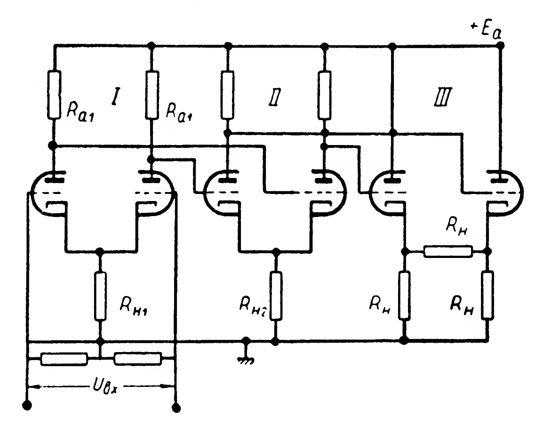
$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E_2 + E_{c2}}{U_{a1} + E_2}. \qquad \text{(VI. 25)}$$

Сопротивление делителя выбирается большим, чтобы ток делителя был во много раз меньше минимального анодного тока лампы. Междукаскадный делитель уменьшает усиление каскада и сужает полосу пропускания. Обычно такой усилитель трехполюсный, т. е. вход и выход имеют один общий зажим, а выходное напряжение равно нулю при отсутствии сигнала. Недостаток такой схемы — необходимость двух источников анодного питания; если такой усилитель используется в вычислительных устройствах, то применяются стабилизированные источники питания.



Фиг. VI. 19. Схема двухкаскадного трехполюсного усилителя постоянного тока.

Многокаскадный усилитель постоянного тока на балансных усилительных ступенях (фиг. VI. 20) имеет меньший дрейф, не требует стабилизированных источников питания, легко балансируется. Коэффициент усиления может быть равным заданной величине при помощи переменного сопротивления между анодами одного из каскадов; это позволит варьировать усиление без изменения среднего уровня выходного напряжения регулируемого каскада. Многокаскадная схема на симметричных усилительных ступенях имеет весьма слабую положительную обратную связь через сопротивление источника анодного питания, для устранения которой не требуется громоздких развязывающих фильтров. В этой схеме лампы устанавливаются в режиме класса А при помощи сопротивления автоматического смещения в последующем каскаде, большего, чем в предыдущем каскаде. Общее число каскадов обычно не больше трех; последний каскад — балансный повторитель. Недостаток схемы — отсутствие общих клемм для входных и выходных цепей.



Фиг. VI. 20. Схема многокаскадного усилителя постоянного тока на симметричных параллельно-балансных каскадах.

Рассчитывается схема следующим образом. При отсутствии сигнала сумма токов ламп первого каскада

$$i_{0\mathrm{I}} = \frac{2E_a}{R_{a1} + R_{i1} + 2(1 + \mu_1) R_{\kappa 1}}, \qquad \text{(VI. 26)}$$

следовательно, анодные потенциалы первого каскада относительно земли

$$U_{a1} = \frac{E_a [R_{i1} + 2(1 + \mu_1) R_{\kappa 1}]}{R_{a1} + R_{i1} + 2(1 + \mu_1) R_{\kappa 1}}. \qquad \text{(VI. 27)}$$

Потенциал катодов второго каскада относительно земли

$$U_{\kappa 2} = U_{a1} + E_{c2} = \frac{2(E_a + \mu_2 U_{a1}) R_{\kappa 2}}{R_{a2} + R_{i2} + 2(1 + \mu_2) R_{\kappa 2}}, \qquad \text{(VI. 28)}$$

где E_{c2} — отрицательное напряжение между сеткой и катодом ламп второго каскада при отсутствии сигнала.

Из приведенных соотношений можно найти сопротивление автоматического смещения второго каскада:

$$R_{\kappa 2} = \frac{(U_{a1} + E_{c2})(R_{a2} + R_{i2})}{2[E_a - U_{a1} - (1 + \mu_2) E_{c2}]}. \qquad \text{(VI. 29)}$$

Затем, поступая аналогично, можно найти потенциалы покоя анодов второго каскада и определить сопротивления смещения выходного повторителя.

Дифференциальные усилительные каскады (электронные вычитатели). В регуляторах значение регулируемой величины U_1 сравнивается с заданной величиной U_2. Это означает, что следует получить разность этих напряжений. Во многих случаях удобно вычитание выполнять во входном каскаде нуль-органа. Усилительный каскад, имеющий два входа и один выход, напряжение которого пропорционально разности входных напряжений, называется дифференциальным. На оба входа дифференциального усилительного каскада нередко кроме полезных сигналов поступают и помехи с одинаковой фазой, в результате чего входные напряжения могут быть в сотни и тысячи раз больше измеряемой разности полезных сигналов. Основная задача разработки дифференциального каскада состоит в том, чтобы он реагировал только на разность входных сигналов, независимо от их уровня.

Входные напряжения дифференциального каскада, поступающие на входы с одинаковой фазой, называются «фазовыми» напряжениями U_{ϕ}. Измеряемая разность потенциалов $U_{п\phi}$ подводится на сетки входных ламп с противоположными полярностями. Это напряжение назовем «противофазовым». Выходное напряжение любой схемы дифференциального каскада можно выразить уравнением

$$dU_{вых} = K_1 dU_1 + K_2 dU_2 = \frac{(K_1 - K_2)}{2}(dU_1 - dU_2) + $$
$$+ (K_1 + K_2)\frac{(dU_1 + dU_2)}{2}, \qquad \text{(VI. 30)}$$

где K_1 и K_2 — коэффициент усиления схемы по первому и второму входам соответственно.

Идеальный «вычитатель» реагирует только на разность входных напряжений $dU_1 - dU_2$ и совершенно не реагирует на фазовые

напряжения $dU_1 + dU_2$. Схема тем ближе к идеальной, чем больше коэффициент $\frac{K_1 - K_2}{2}$ относительно коэффициента $K_1 + K_2$. Отношение

$$D = \frac{K_{пф}}{K_ф} = \frac{0{,}5\,(K_1 - K_2)}{K_1 + K_2} \qquad \text{(VI. 31)}$$

называется дискриминацией или коэффициентом ослабления фазовых помех. Математически дискриминация представляет собой отношение коэффициента усиления при поступлении сигнала только между сетками входных ламп к коэффициенту усиления при замкнутых сетках обоих входов и при поступлении сигнала между ними и землей. Чем больше D, тем больше ослабление фазовых помех и тем выше качество дифференциального каскада.

Триодный вычитатель с катодной связью (ступень с катодной связью). На каждую сетку связи подводится сигнал. Дискриминация этой схемы

$$D = \frac{0{,}5\,(\mu_1 A_2 + \mu_2 Z_1)}{\mu_1 A_2 - \mu_2 Z_1}, \qquad \text{(VI. 32)}$$

где $A_2 = (1 + \mu_2) R_к$; $Z_1 = R_{i1} + (1 + \mu_1) R_к$.

Если $R_к \to \infty$, то

$$D \approx \frac{\mu_1 \mu_2}{\mu_1 - \mu_2}. \qquad \text{(VI. 33)}$$

При использовании лампы типа 6Н9 D редко бывает меньше 1000. Если параметры обеих ламп одинаковы, анодные токи будут

$$i_1 = \frac{\left\{\begin{matrix}[\{E_a + (1 + \mu)(E_c + U_{mд})](R_a + R_i) + \\ + \mu\,[R_a + R_i + (1 + \mu) R_к]\, e_1 - \mu\,(1 + \mu) R_к e_2\end{matrix}\right\}}{[R_i + (1 + \mu) R_к](R_a + R_i) + (1 + \mu) R_i R_к}, \qquad \text{(VI. 34)}$$

$$i_2 = \frac{\left\{\begin{matrix}[E_a + (1 + \mu)(E_c + U_{m.д})] R_i + \\ + \mu\,[R_i + (1 + \mu) R_к]\, l_2 - \mu\,(1 + \mu) R_к l_1\end{matrix}\right\}}{[R_i + (1 + \mu) R_к](R_a + R_i) + (1 + \mu) R_i R_к}, \qquad \text{(VI. 35)}$$

и дискриминация будет

$$D = 0{,}5 + \frac{(1 + \mu) R_к}{R_i}. \qquad \text{(VI. 36)}$$

Так как небаланс сервосистемы на входе вычитателя может быть большим, то нужно рассчитывать вычислитель на отсутствие перегрузки. Если $e_1 = e_2 = e$, то

$$|-e_m| \leqslant \frac{E_a + (1 + \mu) E_c}{\mu}; \qquad \text{(VI. 37)}$$

$$l_m \leqslant \frac{E_a - \rho E_c - U_{c0}\,[\rho + 1 + \mu]}{\rho + 1}, \qquad \text{(VI. 38)}$$

где

$$\rho = \frac{(R_a + R_i) R_i}{(R_a + 2R_i) R_к}.$$

Входная емкость по первому входу

$$C_{вх1} = C_{ac} + \left[1 - \frac{(R_a + 2R_i) R_к}{(R_a + R_i) R_i + (1 + \mu)(R_a + 2R_i) R_к}\right] C_{ск} + C_м. \quad (VI. 39)$$

Входная емкость по второму входу

$$C_{вх2} = C_{ac}\left[1 + \frac{\mu R_a R_i}{(R_a + R_i) R_i + (1 + \mu)(R_a + 2R_i) R_к}\right] +$$

$$+ C_{ск}\left[1 - \frac{(R_a + 2R_i) R_к}{(R_a + R_i) R_i + (1 + \mu)(R_a + 2R_i) R_к}\right] + C_м. \quad (VI. 40)$$

Вычитатель по схеме с катодной связью имеет следующие особенности. Обычные изменения питающих напряжений и старение ламп мало влияют на дискриминацию; благодаря меньшим нелинейным искажениям и наличию общего сопротивления автоматического смещения дискриминация довольно велика; допустимый уровень входных фазовых напряжений относительно велик. Погрешность измерения противофазового напряжения мала. При противофазовых сигналах до 100 *мв* после работы в течение нескольких месяцев погрешность не превышала 0,1%; применялось $R_к$ = 100 *килоом* и отрицательное смещение на катод 135 *в*. Частотные искажения незначительны — в диапазоне 0—15 *кгц*. При уменьшении напряжения накала от 6 до 4 *в* погрешность составляла 0,05%; такая же погрешность получается при уменьшении анодного питания на 10%. Недостатки схемы: без источника смещения E_c дискриминация мала (порядка нескольких десятков), требуется отдельный источник стабильного напряжения смещения. Если в качестве $R_к$ применяется пентод, то дискриминация возрастает до 3000—3500.

Улучшенная схема вычитателя с катодной связью. Если в схеме с катодной связью зашунтировать усилительную лампу сопротивлением $R_ш$, то теоретически усиление по обоим входам становится одинаковым и дискриминация равна бесконечности. Если сопротивления схемы взяты с допуском 1% и лампа типа 6Н9 взята без подбора, то дискриминация достигает величин примерно 2000—4000. Усиление схемы по одному из каналов максимально, если $R_к = R_ш$. В этом случае

$$K_{1ф} = -K_{2ф} = \frac{\mu}{1 + \frac{2R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_к}}. \quad (VI. 41)$$

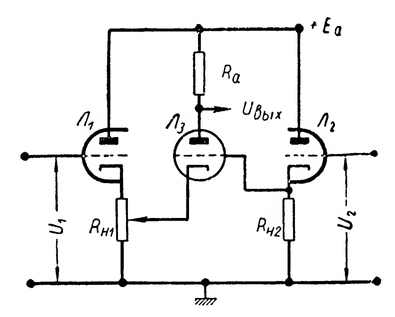
Недостатки схемы: малое усиление и малые допустимые входные сигналы.

Схема вычитателя с большими входными сопротивлениями (фиг. VI. 21). Эта схема состоит из двух входных катодных повторителей, выходные напряжения которых поступают на сетку и на катод усилительной лампы. Схема удобна для измерения выходного напряжения моста, один полюс диагонали питания которого присоединен к земле; входные фазовые напряжения могут достигать десятков вольт и выше. Дискриминация приблизи-

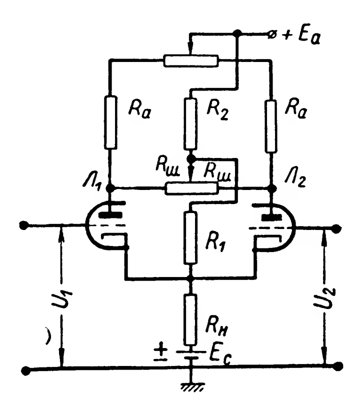
тельно составляет 1000. Температурный дрейф катода усилительной лампы можно скомпенсировать, если в качестве усилительной ступени использовать сериесный усилительный каскад.

Симметричный параллельно-балансный каскад в качестве вычитателя. Параметры двух триодов, помещенных в одной колбе, неодинаковы, поэтому, если подвести на сетки обоих триодов симметричного балансного каскада равные фазовые напряжения, то на выходе между анодами будет напряжение фазовых помех. До включения в работу балансный каскад балансируется, т. е. его выходное напряжение устанавливается равным нулю при отсутствии входных сигналов.

Дискриминация балансного вычитателя есть отношение усиления



Фиг. VI. 21. Схема дифференциального усилительного каскада с катодными повторителями на входах.



Фиг. VI. 22. Схема симметричного параллельно-балансного усилительного каскада, используемого в качестве дифференциального каскада со средствами баланса по постоянному току и по усилению обоих входов.

по входу между сетками и выходу между анодами к усилению по входу между замкнутыми сетками и землей и выходу между анодами. Дискриминация сбалансированного каскада будет

$$D = \frac{0{,}5\,(\mu_1 + \mu_2)}{\mu_1 - \mu_2}. \qquad \text{(VI. 42)}$$

Предполагая, что в среднем $\mu_1 - \mu_2 = 0{,}1$, находим $D \approx \approx 10$, что представляет собой малую величину. Для получения высокой дискриминации необходимо сделать одинаковым усиление по каждому входу. Это достигается шунтированием обеих ламп сопротивлениями $R_ш$ ($R_ш \approx 3{,}3\ R_i$). Чтобы шунтирующие лампы сопротивления при их настройке не изменяли уровень выходного напряжения, надо присоединить эти сопротивления между анодами ламп, а среднюю точку их присоединить к отводу анодного делителя напряжения (фиг. VI. 22). В такой схеме нетрудно увеличить дискриминацию до 50 000 и выше. Шунтирование ламп уменьшает усиление приблизительно на 20%, но это несущественно по сравнению с теми преимуществами, которые дает высокая дискриминация.

Предположим, что входной дифференциальный каскад сбалансирован по усилению, т. е. усиления по его отдельным входам одинаковы. Если на оба входа поступают одинаковые фазовые напряжения, то потенциалы анодов будут одинаковыми, а средний уровень анодных потенциалов изменится и увеличится последующими каскадами и поэтому перегрузит выходной или другой каскад. Чтобы устранить это, необходимо получить большую «дискриминацию по уровню» или ослабить фазовые напряжения в возможно большей степени. Дискриминация по уровню представляет собой отношение усиления по входу между сетками и выходу между анодами к усилению по входу на обе сетки, соединенные вместе, и выходу между любым анодом и землей. Для симметричного балансного каскада дискриминация по уровню будет

$$D_y = 1 + \frac{2(1+\mu) R_к}{R_a + R_i}. \quad \text{(VI. 43)}$$

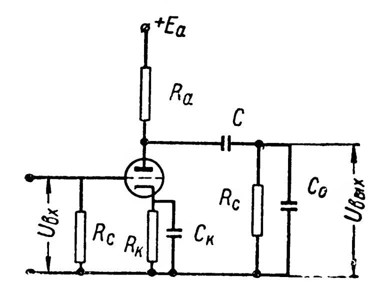
Если ослабление фазовых напряжений в одном балансном каскаде, вносимое сопротивлением автоматического смещения, недостаточно, необходимо увеличить дискриминацию по уровню *введением противосвязи по тракту фазовых напряжений*, в результате чего будет достигнута возможность измерять полезный сигнал (разность потенциалов между входными сетками) в сотни или тысячи раз меньший, чем напряжение помех, поступающих на обе сетки с одинаковой фазой.

2. УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

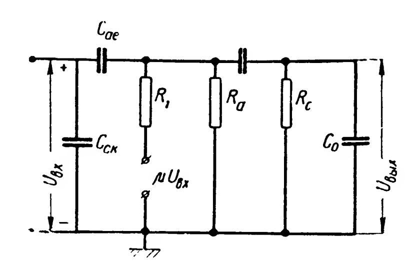
Усилители напряжения переменного тока выгодно отличаются тем, что они свободны от дрейфа; их усиление на низких частотах ничтожно, а усиление сигналов нулевой частоты равно нулю. Отдельные усилительные каскады связаны между собой при помощи конденсаторов или трансформаторов, т. е. звеньев, не пропускающих постоянную составляющую тока.

Усилительный каскад с реостатно-емкостной связью. Этот каскад в настоящее время имеет наибольшее распространение. Его габарит, вес и стоимость малы, полоса пропускания достаточно широка (фиг. VI. 23). На этой фигуре C — емкость междукаскадной связи. Сопротивление автоматического смещения $R_к$ шунтируется большой емкостью $C_к$ так, чтобы выполнялось условие $C_к R_к > T$, где T — период напряжения входного сигнала наименьшей частоты. Коэффициент усиления усилителя переменного тока на низких частотах уменьшается, так как емкостное сопротивление конденсатора междукаскадной связи увеличивается и цепь C — R_c действует как делитель напряжения с уменьшающимся коэффициентом передачи. На средних частотах емкостное сопротивление конденсатора C мало и не влияет на коэффициент передачи делителя напряжения. На высоких частотах емкостное сопротивление выходной емкости каскада C_0 понижается так, что генерируемая лампой э. д. с. затрачивается на падение напряжения на внутреннем сопротивлении каскада, и выходное

напряжение на емкости C_0 уменьшается с увеличением частоты. Схемы замещения усилительного каскада с реостатно-емкостной



Фиг. VI. 23. Схема усилительного каскада переменного тока с ресстатно-емкостной связью.



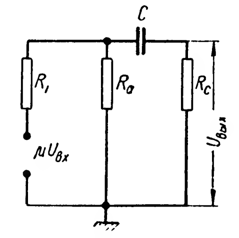
Фиг. VI. 24. Схема замещения усилительного каскада с реостатно-емкостной связью.

связью показаны на фиг. VI. 24—26. Зависимость коэффициента усиления каскада от частоты определяется выражением

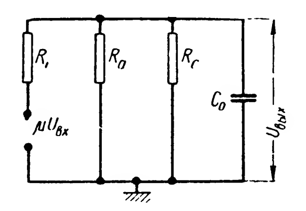
$$K = \frac{K_0}{1 + s\tau_в + \frac{1}{s\tau_н} + \frac{\tau_в}{\tau_н - CR_c}}, \qquad \text{(VI. 44)}$$

где K_0 — коэффициент усиления на средних частотах, равный

$$K_0 = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}}; \qquad \text{(VI. 45)}$$



Фиг. VI. 25. Схема замещения усилительного каскада с реостатно-емкостной связью для низких частот.



Фиг. VI. 26. Схема замещения усилительного каскада с реостатно-емкостной связью для высоких частот.

$\tau_н$ — постоянная времени для сигналов низкой частоты;

$$\tau_н = \left(\frac{R_a R_i}{R_a + R_i} + R_c\right) C = R_н C; \qquad \text{(VI. 46)}$$

$\tau_в$ — постоянная времени каскада для сигналов высокой частоты;

$$\tau_в = \left(\frac{R_a R_i R_c}{R_a R_i + R_a R_c + R_i R_c}\right) C_0 = R_в C_0. \qquad \text{(VI. 47)}$$

Величина четвертого члена в знаменателе равенства (VI. 44) мала по сравнению с единицей, поэтому этим членом пренебрегаем. Обычно $\tau_н \gg \tau_в$. На низких частотах $1 \gg \omega\tau_в$, следовательно, коэффициент усиления для низких частот

$$\dot{K}_н = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_н}}; \qquad |K_н| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_н}\right)^2}}. \tag{VI. 48}$$

Угол сдвига фазы выходного напряжения каскада относительно входного (без учета опрокидывания фазы на 180°) для низких частот определяется равенством

$$\operatorname{tg}\varphi_н = \frac{1}{\omega\tau_н}. \tag{VI. 49}$$

На высоких частотах можно пренебречь третьим членом в знаменателе уравнения (VI. 44) и коэффициент усиления высокочастотных сигналов будет

$$\dot{K}_в = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_в}; \qquad |K_в| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_в)^2}}, \tag{VI. 50}$$

а угол сдвига фазы выходного напряжения относительно входного

$$\operatorname{tg}\varphi_в = -\omega\tau_в. \tag{VI. 51}$$

Вносимый усилителем сдвиг фазы, отличающийся от нуля или 180°, ухудшает работу схемы, если на выходе усилителя используется элемент, чувствительный к фазе (например, конденсаторный электродвигатель).

Усилитель с трансформаторной связью. Этот усилитель в узкой полосе частот может дать усиление, большее μ триода; кроме того, каскад способен работать при значительно меньшем напряжении анодного питания, чем усилитель с реостатно-емкостной связью. К существенным недостаткам усилителя с трансформаторной связью относятся: ограниченная полоса пропускания, большие частотные и фазовые искажения, сильное влияние магнитных помех и необходимость тщательного экранирования, большие вес и габарит, зависимость коэффициента усиления от напряжения анодного питания, ограниченное число типов ламп, которые могут быть применены в схеме. Обычно применяются триоды, у которых μ не превышает 30. В схеме трансформаторного каскада и схеме замещения (фиг. VI. 27—29) r_I — сопротивление первичной обмотки трансформатора; r'_{II} — сопротивление вторичной обмотки, приведенное к первичной обмотке; L_1 — индуктивность первичной обмотки; L_{sI} и L_{sII} — индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток соответственно. Из фиг. VI. 28 видно, что коэффициент усиления сигналов низкой частоты

$$\dot{K}_н = \frac{n\mu}{1 + \frac{R_i + r_I}{\omega L_1}}; \qquad |K_н| = \frac{n\mu}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_i + r_I}{\omega L_1}\right)^2}} \tag{VI. 52}$$

и фазовый сдвиг

$$\operatorname{tg} \varphi_{н} = \frac{R_i + r_{I}}{\omega L_1}. \qquad \text{(VI. 53)}$$

Аналогично коэффициент усиления сигналов высоких частот (фиг. VI. 29) равен

$$\dot{K}_{в} = \frac{n\mu}{j\omega C_e \left[R_e + j\left(\omega L_e - \frac{1}{\omega C_e}\right)\right]};$$

$$|K_{в}| = \frac{n\mu}{\omega C_e \sqrt{R_e^2 + \left(\omega L_e - \frac{1}{\omega C_e}\right)^2}} \qquad \text{(VI. 54)}$$

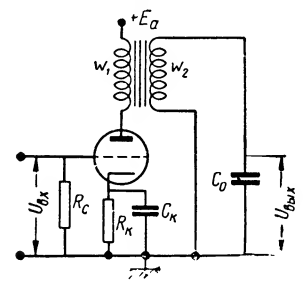
и угол сдвига фазы

$$\operatorname{tg} \varphi_{в} = -\frac{R_e}{\omega L_e - \frac{1}{\omega C_e}}, \qquad \text{(VI. 55)}$$

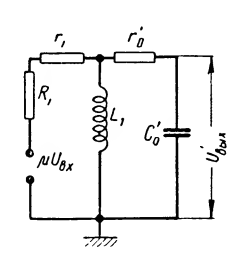
где

$$R_e = r_{II} + n^2 (r_{I} + R_i).$$

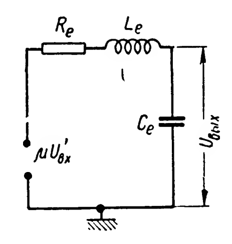
На высоких частотах у трансформаторного усилителя (фиг. VI. 30) имеется максимум усиления, полученный благодаря резонансу



Фиг. VI. 27. Схема усилительного каскада с трансформаторной связью.



Фиг. VI. 28. Схема замещения трансформаторного усилительного каскада для низких частот.



Фиг. VI. 29. Схема замещения трансформаторного усилительного каскада для высоких частот.

индуктивностей рассеяния $L_e = L_{sII} + n^2 L_{sI}$ и выходной емкости C_e, которая представляет собой сумму входной емкости следующего каскада и междувитковой емкости вторичной обмотки. В регуляторах, как правило, усилители с трансформаторной связью используются только на низких частотах.

Индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L = \frac{1{,}26 \mu_c S w_{I}^2 \cdot 10^{-8}}{l} \ гн,$$

где μ_c — магнитная проницаемость сердечника (для железа $\mu_c = 400 \div 500$);

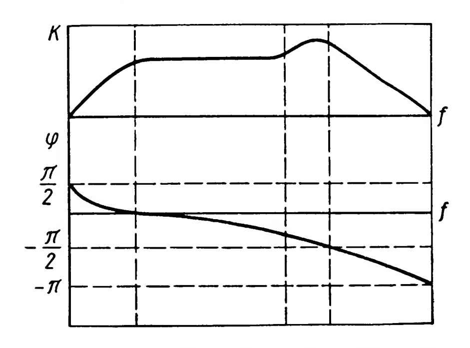
S — сечение сердечника в $см^2$;

l — средняя длина магнитной линии в сердечнике в $см$;

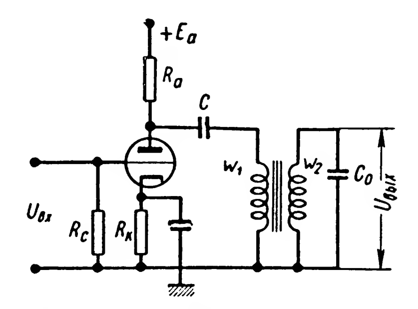
w_{I} — число витков первичной обмотки.

Так как через первичную обмотку проходит постоянная составляющая тока подмагничивания, то магнитная проницаемость сердечника для переменного магнитного потока уменьшается и ток подмагничивания увеличивается, что нужно учитывать по кривым, приведенным в справочниках.

Усилительный каскад с реостатно-трансформаторной связью. Эта схема имеет ряд преимуществ перед трансформаторной схемой:



Фиг. VI. 30. Частотная и фазовая характеристики усилительного каскада с трансформаторной связью.



Фиг. VI. 31. Схема усилительного каскада переменного тока с реостатно-трансформаторной связью.

трансформатор работает без подмагничивания, поэтому его габариты получаются меньшие; за счет резонанса L_1C можно увеличить коэффициент усиления на низких частотах (фиг. VI. 31). Из схемы замещения усилительного каскада (фиг. VI. 32) находим усиление

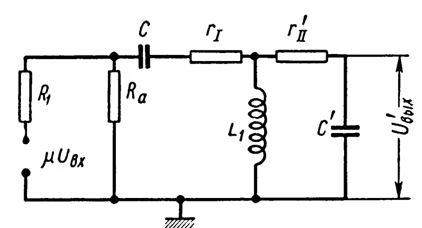
$$K_н = \frac{n\mu' j\omega L}{R_i' + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \qquad \text{(VI. 56)}$$

и фазовый сдвиг

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{R_i'}{\omega L - \frac{1}{\omega C}}, \qquad \text{(VI. 57)}$$

где

$$\mu' = \frac{\mu R_a}{R_a + R_i}; \qquad R_i' = \frac{R_i R_a}{R_a + R_i}.$$



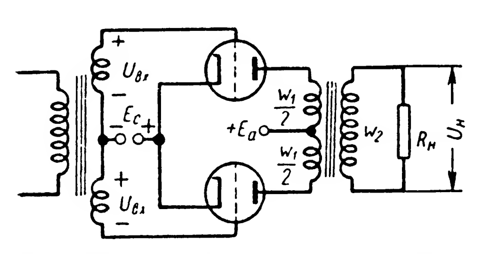
Фиг. VI. 32. Схема замещения усилительного каскада с реостатно-трансформаторной связью.

Недостаток этой схемы состоит в том, что угол сдвига фазы на частоте резонанса равен 90°. При таком фазовом сдвиге выходной фазовый детектор становится совершенно нечувствительным к изменению амплитуды его входного сигнала. Чтобы исключить этот фазовый сдвиг, нужно либо применять два аналогичных каскада последовательно, либо в одном каскаде последовательно с емкостью C включить дроссель, индуктивное сопротивление которого компенсирует емкостное сопротивление C конденсатора. В некоторых случаях можно настроить в резонанс вторичную обмотку трансформатора, включив на его выходе емкость.

3. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Электронные усилители, используемые в технике автоматического регулирования, как правило, имеют на выходе двухтактный каскад, работающий усилителем мощности.

При работе двухтактного каскада в классе А (фиг. VI. 33) одновременно проводят ток обе лампы, через обе половины первичной обмотки трансформатора анодные токи протекают в противоположном направлении, и поэтому создаваемые этими токами магнитные потоки взаимно компенсируются. При отсутствии подмагничивания можно уменьшить габарит и вес трансформатора. В двухтактной схеме увеличивается выходная мощность, уменьшаются нелинейные искажения, исключаются четные гармоники и комбинационные частоты четного порядка. Фон питания накала переменным напряжением и пульсации анодного питания не проходят на выход двухтактной схемы.



Фиг. VI. 33. Схема двухтактного усилителя мощности.

Переменные токи основной частоты не попадают в источник анодного питания, что уменьшает положительную обратную связь в многокаскадном усилителе через сопротивление источника анодного питания (эта связь вызывается только четными гармониками и несимметрией двухтактного каскада).

На схеме замещения двухтактного каскада класса А (фиг. VI. 34) показаны также ее преобразования. Максимальная чувствительность по мощности (максимальное приращение мощности в нагрузке при увеличении входного сигнала на 1 *в*) достигается в случае, когда сопротивления генератора и нагрузки равны. Следовательно, выходной трансформатор должен иметь коэффициент трансформации, составляющий

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_н}{2R_i}}. \qquad \text{(VI. 58)}$$

Величина напряжения смещения, при котором получается максимальный к. п. д. анодной цепи двухтактного каскада на триодах класса A_1

$$E_c = -0{,}7\frac{E_a}{\mu}. \qquad \text{(VI. 59)}$$

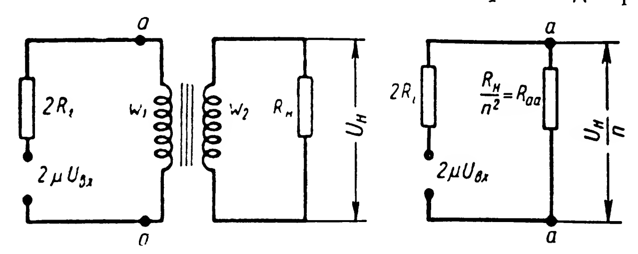
В данном случае, максимальная мощность в нагрузке (с учетом E_{an})

$$P_{вых} \approx 0{,}08\frac{E_a^2}{R_i}, \qquad \text{(VI. 60)}$$

где R_i — внутреннее сопротивление триода.

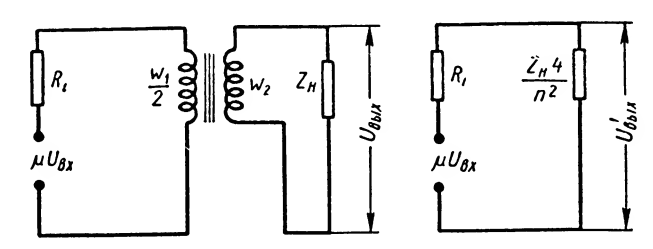
Индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора должно быть во много раз больше сопротивления нагрузки, приведенного к первичной обмотке.

В классе В отрицательное сеточное смещение приблизительно равно напряжению отсечки, поэтому токи покоя малы и к. п. д. равен примерно 60%, между тем как в классе A_1 к. п. д. практически



Фиг. VI. 34. Упрощенная схема замещения двухтактного усилительного каскада класса А.

не больше 40%. Очевидно, в классе В одновременно проводит ток только одна из ламп, поэтому эквивалентная схема этого каскада



Фиг. VI. 35. Упрощенная схема замещения двухтактного усилительного каскада класса В.

имеет вид, изображенный на фиг. VI. 35. В режиме максимальной чувствительности по мощности

$$R_i = \frac{R_н}{\left[\frac{w_2}{\frac{w_1}{2}}\right]^2}; \qquad \text{(VI. 61)}$$

следовательно, коэффициент трансформации должен быть

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_н}{R_i}}. \qquad \text{(VI. 62)}$$

Выходная мощность каскада приближенно определяется уравнением

$$P_{вых} = 4{,}94 i_{acp}^2 R_a, \qquad \text{(VI. 63)}$$

где i_{acp} — средний ток каждой лампы;

$$i_{a\,cp} = \frac{i_{am}}{\pi}; \qquad \text{(VI. 64)}$$

здесь R_a — сопротивление нагрузки, приведенное к половине первичной обмотки трансформатора.

При конструировании усилителей класса В необходимо предусмотреть, чтобы внутреннее сопротивление источника питания было мало; нужно использовать лампы, работающие без смещения, или источник смещения с малым внутренним сопротивлением; для раскачки усилителя класса В требуется, чтобы предоконечный каскад обеспечивал мощность, равную 1—10% от величины выходной мощности каскада; внутреннее сопротивление предоконечного каскада должно быть мало; индуктивность в цепи сетки усилителя мощности класса В увеличивает нелинейные искажения, которые вообще велики в этом режиме, что является наиболее важным недостатком каскада.

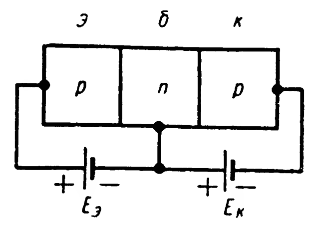
4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА КРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ТРИОДАХ

Кристаллические триоды (транзисторы) имеют некоторые преимущества по сравнению с электронными лампами, к которым относятся: большой срок службы, отсутствие микрофонного эффекта, способность выдерживать большие ускорения; малый габарит и вес, большой коэффициент усиления на низких частотах, малая потребляемая мощность, высокий к. п. д. Основные недостатки этих приборов: малое входное сопротивление, наличие сильной связи между выходной и входной цепями, большой разброс параметров, большая зависимость параметров от окружающей температуры, бóльший уровень шума, чем в электронных лампах.

Физические основы действия кристаллических триодов. Атомное ядро и тесно связанная с ним часть электронов внешней электронной оболочки образуют прочный блок, вокруг которого вращаются остальные валентные электроны внешней оболочки, которые не сильно связаны с ядром и могут покидать данный атом при определенных условиях. Ядро атома германия содержит 32 протона; 28 электронов внешней оболочки тесно связаны с ядром. Этот ядерный блок имеет заряд +4 *e*. Вокруг этого блока вращаются четыре валентных электрона, способных покидать данный атом и переходить к другому атому. Кристалл чистого германия нейтрален; он представляет собой изолятор и способен проводить ток только при наличии определенных примесей. Примесь называется *донором*, когда число валентных электронов атома донора больше числа валентных электронов атома основного кристалла. Атомы сурьмы, мышьяка — доноры, так как каждый из этих атомов имеет по пять валентных электронов. Атомы алюминия, галлия называются *акцепторами*, каждый из них имеет по три валентных электрона. В чистой кристаллической решетке германия каждый атом окружен четырьмя соседними атомами. Между ядерными блоками каждых соседних атомов находятся два электрона, которые образуют *парные электронные связи*.

Электроны, входящие в парную связь, принадлежат двум соседним атомам и движутся координированно. Если в кристаллической решетке чистого германия находится атом донора, то четыре электрона этого атома вступают в парные электронные связи с валент-

ными электронами соседних атомов германия. Один из валентных электронов атома донора не может вступить в парную электронную связь, он становится избыточным и может свободно перемещаться между ядерными блоками. Кристалл с примесью донора называется кристаллом типа *n*, так как его проводимость определяется наличием отрицательных зарядов. Атом акцептора, находясь в кристаллической решетке германия, присоединяет к себе один электрон, отбирая его от соседнего атома германия, и образует четыре парные электронные связи. При этом одна из парных электронных связей соседнего атома германия разрушается. В этой парной связи образуется «дырка», имеющая положительный заряд. Дырки могут свободно перемещаться между ядерными блоками внутри кристаллической структуры. Кристаллы с примесью акцепторов имеют дырочную проводимость, положительный заряд и поэтому называются кристаллами типа p.



Фиг. VI. 36. Схема включения напряжений смещения к кристаллическому триоду типа *p — n — p*.

Контакт p — n. Образуем контакт между кристаллами германия типов p и n и подведем к нему внешнее прямое напряжение, плюсом к кристаллу p и минусом к кристаллу n. Дырки и электроны будут двигаться через переход p — n навстречу друг другу; в области контакта p — n будет большое количество носителей зарядов, поэтому сопротивление этой области будет мало. При малом внешнем напряжении через контакт p — n будет протекать большой ток.

Если к контакту p — n подвести внешнее обратное напряжение плюсом к кристаллу n и минусом к кристаллу p, то в области контакта дырки и электроны будут двигаться в противоположных направлениях. В этой области будет небольшое количество носителей зарядов, сопротивление этой области будет велико, образуется как бы барьер, затрудняющий прохождение тока, поэтому ток будет незначителен. Зависимость электрического сопротивления контакта p — n от полярности приложенного напряжения позволяет использовать это устройство в качестве выпрямителя тока — диода.

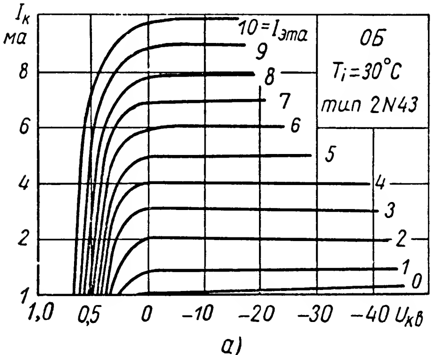
Полупроводниковый триод представляет собой два диода или два контакта типа p — n, сплавленных между собой так, как показано на фиг. VI. 36. Триод типа p — n — p состоит из трех электродов: эмиттер *э* выполняет роль катода в электронной лампе, база *б* действует аналогично сетке электронной лампы, коллектор *к* играет роль анода электронной лампы. На входной диод кристаллического триода включается прямое напряжение, на выходной диод — обратное напряжение смещения. В схеме с общей базой напряжение смещения эмиттера относительно базы положительно, а напряжение коллектора относительно базы отрицательно. Если на эмиттер подать положительное приращение напряжения, то ток эмиттера возрастает, эмиттер будет эмитировать большее число дырок в базу, в которой дырки распространяются посредством диффузии. Так как ширина

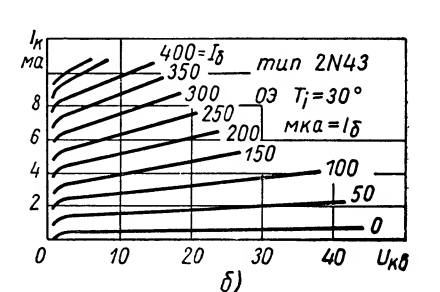
базы небольшая, то значительная часть дырок попадает на отрицательно заряженный коллектор, а небольшая часть рекомбинируется в базе.

В плоскостном кристаллическом триоде ток коллектора меньше тока эмиттера; обратное напряжение смещения коллектора больше прямого малого напряжения смещения эмиттера. В цепи коллектора можно включить относительно большое сопротивление нагрузки, поэтому, затрачивая малую мощность в цепи эмиттера, можно управлять большой мощностью в цепи коллектора. В основе работы кристаллического триода лежат процессы образования и разрушения парных электронных связей, диффузии и сбора носителей зарядов. Основной параметр кристаллического триода — усиление тока

$$\alpha = \left(\frac{\partial i_к}{\partial i_э}\right)_{U_к = \text{const}}. \qquad (VI. 65)$$

У точечных кристаллических триодов $\alpha > 1$, у плоскостных $\alpha < 1$. Точечные кристаллические триоды имеют малую площадь контакта, способны работать на высоких частотах (например,





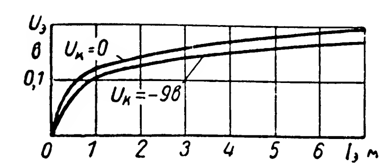
Фиг. VI. 37. Выходные характеристики плоскостного кристаллического триода: *а* — коллекторные характеристики схемы типа ОБ; *б* — коллекторные характеристики схемы типа ОЭ.

в импульсных схемах), имеют большие нелинейные искажения; конструктивно они менее надежны. В технике автоматического регулирования применяются главным образом плоскостные кристаллические триоды, характеристики которых лучше, чем у точечных триодов. Улучшенные типы плоскостных транзисторов p — n — i — p и с поверхностными барьерами значительно превосходят точечные транзисторы и по частотным характеристикам. У обычных плоскостных кристаллических триодов типа p — n — p частота отсечки α примерно 100—1000 *кгц*.

Характеристики кристаллического триода определяются четырьмя взаимосвязанными величинами — токами и напряжениями эмиттера и коллектора. Выходные коллекторные характеристики в схеме с общей базой напоминают характеристики идеального пентода: они почти параллельны оси коллекторных напряжений и располо-

жены друг от друга на одинаковых расстояниях. Нелинейные искажения этой характеристики очень малы. Параметром характеристики служит ток эмиттера (фиг. VI. 37, *а*). Начальный ток коллектора $I_{к0}$, соответствующий $I_э = 0$, очень мал, примерно 15—30 *мка*, но он возрастает на 20—40% при увеличении температуры перехода на 1°. Перегибы коллекторных характеристик в схеме ОБ получаются при напряжениях примерно 0,1—0,2 *в*. Из этого следует, что выходное сопротивление велико, линейность превосходная, к. п. д. в классе А близок к идеальному, т. е. к 50%.

В схеме с общим эмиттером (ОЭ) коллекторные характеристики (фиг. VI. 37, *б*) имеют перегибы при 1—2 *в*. Параметром служит ток базы; когда он возрастает, характеристики коллекторного тока располагаются более тесно и их наклон увеличивается; нелинейные искажения заметно возрастают. Коллекторные характеристики во включении с общим коллектором ОК имеют бо́льшие нелинейные искажения, чем в схемах ОЭ и ОБ.



Фиг. VI. 38. Входная эмиттерная характеристика схемы типа ОБ.

Входные эмиттерные характеристики в схеме ОБ показаны на фиг. VI. 38. Они почти не зависят от напряжения коллектора $U_к$. Их нелинейность велика при малых токах эмиттера.

Входные базовые характеристики включения ОЭ также очень мало зависят от $U_к$, имеют заметную нелинейность, но меньшую, чем в схеме ОБ.

Кристаллический триод можно рассматривать как активный четырехполюсник, на вход и на выход которого приложены независимые напряжения U_1 и U_2, посылающие в кристаллические триоды токи I_1 и I_2. Из этих четырех величин любые две могут быть функциями и остальные две — аргументами. Таким способом можно составить шесть пар уравнений кристаллического триода, из которых наиболее распространены уравнения гибридных параметров. В системе гибридных параметров используются следующие зависимости:

$$U_1 = U_1(I_1,\ U_2); \quad I_2 = I_2(I_1,\ U_2), \qquad \text{(VI. 66)}$$

откуда

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2; \qquad dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2. \qquad \text{(VI. 67)}$$

При малых приращениях токов и напряжений система линейна и частные производные в последнем уравнении постоянны, поэтому переменные токи и напряжения кристаллического триода в h системе определяются следующей парой уравнений:

$$U_1 = h_{11} i_1 + h_{12} U_2; \quad i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} U_2, \qquad \text{(VI. 68)}$$

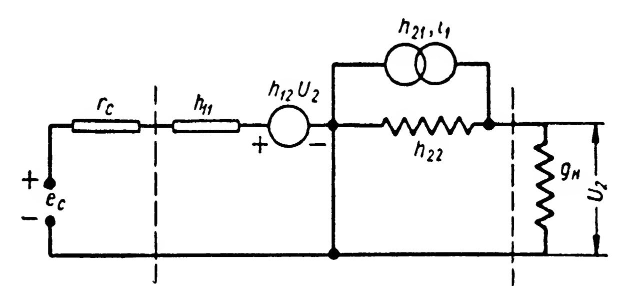
где $h_{11} = \left.\frac{\partial U_1}{\partial I_1}\right|_{U_2 = \text{const}}$ — входное сопротивление триода в режиме короткого замыкания на выходе;

$h_{12} = \frac{\partial U_1}{\partial U_2}\Big|_{I_1 = \text{const}}$ — обратный коэффициент передачи с выхода на вход в режиме холостого хода на входе;

$h_{21} = \frac{\partial I_2}{\partial I_1}\Big|_{U_2 = \text{const}}$ — коэффициент прямой передачи тока (коэффициент усиления тока) со входа на выход в режиме короткого замыкания на выходе;

$h_{22} = \frac{\partial I_2}{\partial U_2}\Big|_{I_1 = \text{const}}$ — выходная проводимость кристаллического триода в режиме холостого хода на входе.

Схема замещения кристаллического триода дана на фиг. VI. 39; она построена на основании равенств (VI. 68) и находится между



Фиг. VI. 39. Схема замещения усилительного каскада, выраженная в гибридных параметрах.

пунктирными линиями. Схема замещения усилительного каскада на кристаллическом триоде состоит из схемы замещения кристаллического триода, во входную цепь которого включены последовательно e_c — э. д. с. источника сигнала, r_c — внутреннее сопротивление источника сигнала, h_{11} и э. д. с. внутренней обратной связи кристаллического триода, равная $h_{12}U_2$. Выходная цепь каскада состоит из параллельного соединения трех элементов: генератора тока $h_{21}i_1$, выходной проводимости h_{22} и проводимости нагрузки $g_н$. На низких частотах все параметры схемы замещения вещественны. На высоких частотах, вместо вещественных величин r_c, h_{22}, $g_н$ следует в схеме замещения подставить комплексные величины z_c, $y_к = h_{22} + j\omega C_к$, $y_н$, где $C_к$ — емкость коллекторного перехода.

К преимуществам гибридной системы параметров кристаллического триода относятся: простота расчетных уравнений схем замещения, большее постоянство параметров при изменяющихся $I_э$ и $U_к^в$, чем в других системах простота схемы измерения параметров, возможность измерения в одной и той же измерительной системе параметров плоскостных и точечных триодов.

Численные значения гибридных параметров кристаллического триода зависят от способа его включения. В табл. VI. 4 приведены уравнения, позволяющие вычислять гибридные параметры триода

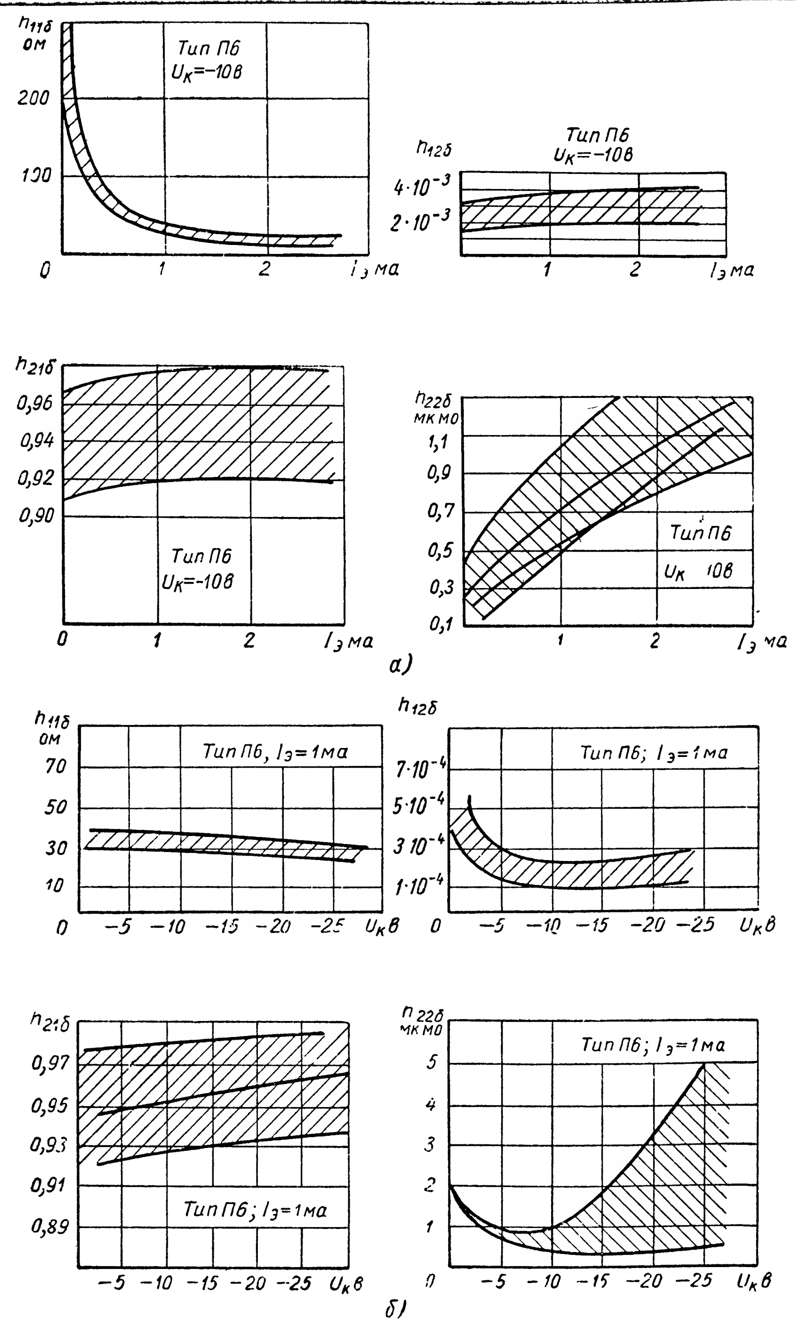
Таблица VI. 4

Связь h_{ij} параметров кристаллического триода в трех типовых включениях

$h_{ij\text{б}}$	$h_{ij\text{э}}$	$h_{ij\text{к}}$
$h_{11\text{б}}$	$\frac{h_{11\text{э}}}{(1+h_{21\text{э}})}$	$\frac{h_{11\text{к}}}{\Delta_{h\text{к}}}$
$h_{12\text{б}}$	$\frac{(\Delta_{h\text{э}}-h_{21\text{э}})}{(1+h_{21\text{э}})}$	
$h_{21\text{б}}$	$\frac{-h_{21\text{э}}}{(1+h_{21\text{э}})}$	$\frac{(1-\Delta_{h\text{к}})}{\Delta_{h\text{к}}}$
$h_{22\text{б}}$	$\frac{h_{22\text{э}}}{(1+h_{21\text{э}})}$	$\frac{h_{22\text{к}}}{\Delta_{h\text{к}}}$
$\Delta hb = h_{11\text{б}}h_{22\text{б}} \quad h_{12\text{б}}h_{21\text{б}}$	$\frac{\Delta_{h\text{э}}}{(1+h_{21\text{э}})}$	
$\frac{h_{11\text{б}}}{(1+h_{21\text{б}})}$	$h_{11\text{э}}$	$h_{11\text{к}}$
$\frac{(\Delta_{h\text{б}} \quad h_{12\text{б}})}{(1+h_{21\text{б}})}$	$h_{12\text{э}}$	
$\frac{-h_{21\text{б}}}{(1+h_{21\text{б}})}$	$h_{21\text{э}}$	$-(1-\Delta_{h\text{к}})$
$\frac{h_{22\text{б}}}{(1+h_{21\text{б}})}$	$h_{22\text{э}}$	$h_{22\text{к}}$
$\frac{\Delta_{h\text{б}}}{(1+h_{21\text{б}})}$	$\Delta_{h\text{б}} = h_{11\text{э}}h_{22\text{э}} - h_{12\text{э}}h_{21\text{э}}$	
$\frac{h_{11\text{б}}}{(1+h_{21\text{б}})}$	$h_{11\text{э}}$	$h_{11\text{к}}$
$\frac{-1}{(1+h_{21\text{б}})}$	$-(1+h_{21\text{э}})$	$h_{12\text{к}} = 1$
$\frac{h_{22\text{б}}}{(1+h_{21\text{б}})}$	$h_{22\text{э}}$	$h_{22\text{к}}$
$\frac{\cong 1}{(1+h_{21\text{б}})}$	$(1+h_{21\text{э}})$	$\Delta hk = h_{11\text{к}}h_{22\text{к}} - h_{12\text{к}}h_{21\text{к}}$

в любом из трех типовых включений, если известны их величины в одном из этих включений. В табл. VI. 5 даны числовые значения гибридных параметров нескольких типов отечественных кристаллических триодов в трех типовых включениях. Максимальное напряжение коллектора определяется пробоем коллекторного перехода. Максимальный ток коллектора ограничивается допустимой мощностью рассеяния на коллекторном переходе, которая, в свою очередь, ограничивается допустимой температурой этого перехода (в паспортах и в справочниках указывается допустимая мощность рассеяния и повышение температуры при рассеянии мощности 1 *мвт*).

Зависимость гибридных параметров от $I_\text{э}$, $U_\text{к}$ и T показана на фиг. VI. 40 и 41. При проектировании усилителей и других транзисторных схем нужно учитывать изменения параметров, а также их разброс, составляющий примерно $\pm 25\%$ (h_{11}) и $\pm 50\%$ (β, h_{22}).



Фиг. VI. 40. Зависимость гибридных параметров кристаллического триода типа П6 от возмущающих факторов:

а — от тока эмиттера; *б* — от напряжения коллектора.

Гибридные параметры, кроме α, почти не зависят от частоты в звуковом диапазоне; частота f_α, на которой α составляет 0,707 относительно его значения на низкой частоте (270 или 1000 *гц*) называется частотой отсечки. На частотах, меньших частоты отсечки,

$$-\alpha = h_{21б} = \frac{h_{210}}{1 + \frac{jf}{f_\alpha}}. \qquad \text{(VI. 69)}$$

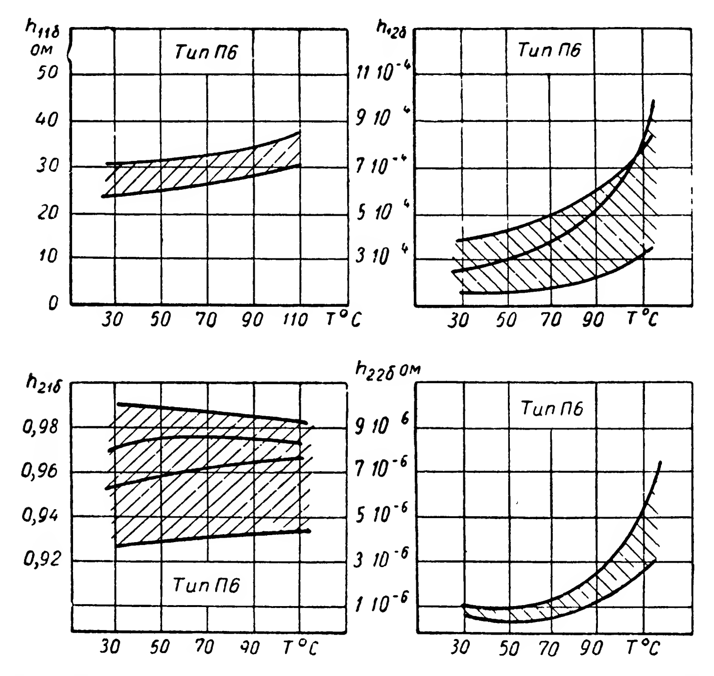
Так как в схеме ОЭ

$$\beta = h_{21э} = \frac{h_{21б}}{1 + h_{21б}}, \qquad \text{(VI. 70)}$$

то в этой схеме ОЭ

$$f_\beta = (1 + h_{21б}) f_\alpha \qquad \text{(VI. 71)}$$

или приближенно $f_\beta = (0{,}05 \div 0{,}1)\, f_\alpha$ (считая, что $\alpha = 0{,}95 \div 0{,}9$). Это означает, что в схеме ОЭ полоса частот пропускания тока в 10—



Фиг. VI. 41. Зависимость гибридных параметров кристаллического триода типа П6 от температуры.

20 раз меньше, чем в схеме ОБ. Это необходимо учитывать при использовании мощных кристаллических триодов, у которых f_α порядка 20 *кгц* и, следовательно, в схеме ОЭ $f_\beta \approx 2$ *кгц*.

Расчетные уравнения усилительного каскада (табл. VI. 6) вычислены при помощи схемы замещения, показанной на фиг. VI. 39. Для расчета параметров усилительного каскада на кристалличе-

Таблица VI. 5

Величины гибридных параметров кристаллического триода типа П6 в трех типовых включениях

Тип включения	Тип триода	h_{11} в *ом*	h_{12}	h_{21}	h_{22} в *мк мо*	$c_к$ в *пф*	f_α в *кгц*
ОБ	П6А	35	$50 \cdot 10^{-4}$	0,9	3,3	50	100
	П6Б	35	$6 \cdot 10^{-4}$	0,9	2,0	50	465
	П6В	35	$6 \cdot 10^{-4}$	0,94	2,0	50	465
	П6Г	35	$6 \cdot 10^{-4}$	0,97	2,0	50	1000
	П6Д	35	$6 \cdot 10^{-4}$	0,9	2,0	50	465
ОЭ	П6А	350	$-38,4 \cdot 10^{-4}$	9	33	500	10
	П6Б	350	$1 \cdot 10^{-4}$	9	20	500	46,5
	П6В	585	$5 \cdot 10^{-4}$	15,7	33,4	835	27,8
	П6Г	1165	$17 \cdot 10^{-4}$	32,4	66,8	1670	30
	П6Д	350	$1 \cdot 10^{-4}$	9	20	500	46,5
ОК	П6А	350	1	10	33	500	10
	П6Б	350	1	10	20	500	46,5
	П6В	585	1	16,7	33,4	835	27,8
	П6Г	1165	1	33,4	66,8	1670	30
	П6Д	350	1	10	20	500	46,5

Таблица VI. 6

Расчетные уравнения усилительного каскада на кристаллическом триоде

Входное сопротивление	$r_{вх} = \dfrac{\Delta_h + h_{11}y_н}{y_к + y_н}$
Выходное сопротивление	$r_{вых} = \dfrac{h_{11} + Z_c}{\Delta_h + y_к Z_к}$
Коэффициент усиления тока	$K_1 = \left\lvert \dfrac{h_{21}y_н}{y_к + y_н} \right\rvert$
Коэффициент усиления напряжения	$K_u = \left\lvert \dfrac{h_{21}Z_н}{h_{11} + \Delta_h Z_н} \right\rvert$
Коэффициент доступного усиления мощности	$K_{pt} = \left\lvert \dfrac{4r_c R_н (h_{21}y_н)^2}{[\Delta_h + h_{11}y_н + z_c(y_к \cdot y_н)]^2} \right\rvert$
Коэффициент максимального усиления мощности	$K_{pm} = \dfrac{h_{21}^2}{[\sqrt{\Delta_h} + \sqrt{h_{11}y_к}]^2}$
При согласовании на входе и на выходе	$R_{нm} = \sqrt{\dfrac{h_{11}}{\Delta_h y_к}}$ $r_{вх.\,m} = \Delta_h R_{н.\,m}$

Примечание. $\Delta_h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$; $y_к = h_{22} + j\omega C_к$.

Таблица VI. 7

Расчетные уравнения усилительного каскада на кристаллическом триоде типа ОЭ

Входное сопротивление	$r_{вх} = \dfrac{h_{11б}y_к + \alpha h_{12б} + h_{11б}y_н}{y_к + (1-\alpha)\,y_н}$
Выходное сопротивление	$r_{вых} = \dfrac{h_{11б} + (1-\alpha)\,Z_c}{h_{11б}y_к + \alpha h_{12б} + y_к Z_c}$
Коэффициент усиления тока	$K_i = \left\| \dfrac{\alpha y_н}{y_к + (1-\alpha)\,y_н} \right\|$
Коэффициент усиления напряжения	$K_u = \left\| \dfrac{\alpha Z_н}{h_{11б}\,(1 + y_к Z_н)} \right\|$
Коэффициент доступного усиления мощности	$K_{p.\,t} = \left\| \dfrac{4\alpha^2 r_c y_н}{\{h_{11б}y_к + h_{11б}y_н + r_c\,[y_к + (1-\alpha)\,y_н]\}^2} \right\|$
Коэффициент максимального усиления мощности	$K_{p.\,m} = \left\| \dfrac{\alpha^2\,(h_{11б}y_к + \alpha h_{12б})}{(1-\alpha)\,[h_{11б}y_к + \alpha h_{12б} + \sqrt{h_{11б}y_к\,(h_{11б}y_к + \alpha h_{12б}\,(1-\alpha)}\,]^2} \right\|$
При согласовании на входе и выходе	$R_{н.\,m} = \sqrt{\dfrac{(1-\alpha)\,h_{11б}}{y_к\,(h_{11б}y_к + \alpha h_{12б})}}$; $r_{вх\,m} = \sqrt{\dfrac{h_{11б}\,(h_{11б}y_к + \alpha h_{12б})}{(1-\alpha)\,y_к}}$

ском триоде в любом типовом включении необходимо подставить в уравнения табл. VI. 6 назначения параметров кристаллического триода в данном типовом включении. В паспортах кристаллических триодов даны величины гибридных параметров в схеме ОБ. Для расчета величин параметров в схемах ОЭ и ОК служат табл. VI. 4 и 6 или же табл. VI. 7 и 8. В табл. VI. 6 K_{pt} — доступное усиление мощности; K_{pm} — максимальное усиление мощности при согласовании на входе и на выходе ($r_c = r_{вх}$; $r_{вых} = R_н$).

Величины параметров усилительного каскада на кристаллическом триоде в трех включениях сравниваются в табл. VI. 9. Каскад типа ОБ имеет малое входное и большое выходное сопротивление и максимальную полосу частот пропускания тока. Каскад ОК аналогичен электронному катодному повторителю (он часто называется

Таблица VI. 8

Расчетные уравнения усилительного каскада типа ОК

Входное сопротивление	$r_{вх} = \frac{1 + h_{11б} y_н}{y_к + (1 - \alpha) y_н}$
Выходное сопротивление	$r_{вых} = \frac{h_{11б} + (1 - \alpha) Z_c}{1 + Z_c y_к}$
Коэффициент усиления тока	$K_i = \frac{y_н}{y_к + (1 - \alpha) y_н}$
Коэффициент усиления напряжения	$K_u = \frac{Z_н}{h_{11б} + Z_н}$
Коэффициент доступного усиления мощности	$K_{p.t} = \frac{4 r_c y_н (1 - \alpha)}{\{1 + h_{11б} y_н + r_c [y_к + (1 - \alpha) y_н]\}^2}$
Коэффициент максимального усиления мощности	$K_{p.m} = \frac{i}{(1 - \alpha) \left[1 + \sqrt{\frac{h_{11б} y_к}{1 - \alpha}}\right]^2}$
При согласовании на входе и выходе	$R_{н.m} = \sqrt{\frac{h_{11б} (1 - \alpha)}{y_к}}$ $\quad r_{вх.m} = \sqrt{\frac{h_{11б}}{(1 - \alpha) y_к}}$

эмиттерным повторителем); его входное сопротивление велико, выходное сопротивление мало, усиление мощности наименьшее, нелинейные искажения больше, чем в схеме ОБ. Каскад ОЭ имеет максимальное усиление мощности и средние значения входного и выходного сопротивлений. Если в цепь базы каскада ОБ включать последовательно сопротивление $R_б$, то можно получить такое же большое входное сопротивление и такое уж усиление мощности, как и в схеме ОК. Лучший способ увеличения входного сопротивления каскада ОЭ состоит в использовании противосвязи, которая вносится в схему ОЭ при включении сопротивления $R_э$ последовательно в цепь эмиттера. Это сопротивление одновременно стабилизирует рабочую точку кристаллического триода, которая может значительно смещаться при изменении температуры. Наиболее распространен каскад типа ОЭ.

Таблица VI. 9

Численные значения параметров усилительного каскада на кристаллическом триоде в трех включениях

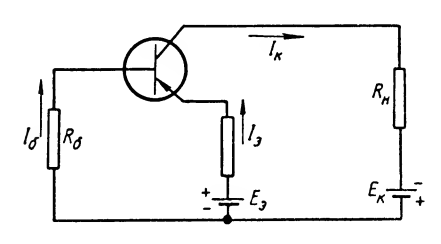
($h_{11б} = 50$ *ом*, $h_{12б} = 5.10^{-4}$, $\alpha = 0{,}94$, $h_{22в} = 2.10^{-6}$ *мо*)

Параметры	Тип					
	ОБ		ОЭ		ОК	
$r_{вх}$	$r_c = 100$ *ом*; $R_н = 50$ *ком*	71,4 *ом*	$r_c = 600$ *ом*; $R_н = 30$ *ком*	560 *ом*	$r_c = 15$ *ком*; $R_н = 600$ *ом*	10,83 *ком*
$r_{вых}$		195 *ком*		45,2 *ком*		0,95 *ком*
K_i		0,855		7,85		16,35
K_u		600		422		0,955
K_{pt}		27 *дб*		35,2 *дб*		11,57 *дб*
K_{pm}		28,8 *дб*		35,4 *дб*		11,88 *дб*
$R_{нт}$		0,209 *мегом*		51,3 *ком*		122 *ом*
$r_{вх.\,m}$		119 *ом*		488 *ом*		20,4 *ком*

Температурная стабилизация. Рабочая точка кристаллического триода смещается при изменении температуры и его параметров. Температура значительно изменяет начальный ток коллектора $I_{ко}$ (при котором ток эмиттера равен нулю) до 40% на 1°. При небольших изменениях температуры рабочая точка кристаллического триода может изменяться в недопустимой мере. Для стабилизации рабочей точки предусматривается схема температурной компенсации, заключающаяся во включении последовательно с эмиттером относительно большого внешнего сопротивления $R_э$, которое стабилизирует ток эмиттера и, следовательно, ток коллектора. Этот способ увеличивает затрату мощности в каскаде вследствие добавочных потерь мощности в стабилизирующих сопротивлениях. Другой способ ослабления влияния изменений температуры на работу усилительного каскада на кристаллическом триоде заключается в применении балансных схем, в которых используются два кристаллических триода с одинаковыми температурными коэффициентами $I_{ко}$.

На фиг. VI. 42 показана схема усилительного каскада с температурной стабилизацией. Постоянство $I_э$ достигается включением

сопротивления $R_э$ в цепь эмиттера. Потенциал коллектора практически постоянен для плоскостных кристаллических триодов. При анализе схем температурной компенсации предполагается, что напряжение между коллектором и базой $U_к$ поддерживается настолько большим, что оно не влияет на ток коллектора; напряжение между эмиттером и базой равно нулю (практически оно порядка 0,1 *в*); в рабочем диапазоне усиление тока α постоянно. При этих условиях можно принять следующие соотношения:



Фиг. VI. 42. Схема температурной компенсации усилительного каскада с двумя батареями.

$$E_э = R_э I_э - R_б I_б; \quad \text{(VI. 72)}$$

$$E_к = R_н I_к + R_б I_б + U_к; \quad \text{(VI. 73)}$$

$$I_к = I_б + I_э = I_{к0} + \alpha I_э; \quad \text{(VI. 74)}$$

отсюда

$$I_э = \frac{I_к - I_{к0}}{\alpha};$$

$$I_б = \frac{I_{к0} - I_к(1-\alpha)}{\alpha}, \quad \text{(VI. 75)}$$

следовательно,

$$I_к = I_{к0}\left[\frac{R_э + R_б}{R_э + R_б(1-\alpha)}\right] + \frac{\alpha E_э}{R_э + R_б(1-\alpha)}. \quad \text{(VI. 76)}$$

Дифференцируя последнее уравнение, получим коэффициент температурной стабилизации:

$$S = \frac{\partial I_к}{\partial I_{к0}} = \frac{R_э + R_б}{R_э + R_б(1-\alpha)}. \quad \text{(VI. 77)}$$

Чем меньше величина S, тем выше качество температурной стабилизации. Из двух последних равенств находим ток коллектора:

$$I_к = S I_{к0} + \frac{E_э(S-1)}{R_б}. \quad \text{(VI. 78)}$$

Если изменение температуры изменяет $I_{к0}$ от 15 до 75 *мка* и требуется работать с током коллектора $I_к = 0{,}5$ *ма*, а его вариация не должна превышать $\pm 10\%$, то допустимая величина коэффициента стабилизации S будет

$$S = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_{к0}} = \frac{100}{60} = 1{,}67.$$

Для этих условий

$$\frac{E_э}{R_б} = 0{,}7 \cdot 10^{-3}.$$

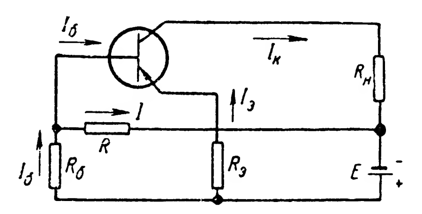
Практически $R_б$ представляет собой либо сопротивление постоянному току вторичной обмотки входного трансформатора, либо сопротивление связи в усилительном каскаде типа *RC*. Если $R_б$ известно, то $R_э$ определяется из уравнения (VI. 77). Если же $R_э$

определяется из условий усиления, то $R_б$ определяется из равенства (VI. 77). Напряжение питания коллектора вычисляется из уравнения

$$E_к = U_к + R_н I_к - R_o \frac{I_к(1-\alpha) - I_{к0}}{\alpha} \qquad (VI.\ 79)$$

и мощность, потребляемая каскадом,

$$P = E_к I_к + E_э\left(\frac{I_к - I_{к0}}{\alpha}\right). \qquad (VI.\ 80)$$



Фиг. VI. 43. Схема температурной компенсации усилительного каскада с одной батареей.

Батарею смещения $E_э$ можно заменить делителем напряжения (фиг. VI. 43), для которой

$$S = \frac{1 + \frac{R_э}{R_б} + \frac{R_э}{R}}{1 - \alpha + \frac{R_э}{R_б} + \frac{R_э}{R}}; \qquad (VI.\ 81)$$

$$I_к = SI_{к0} + \frac{E_к}{R}(S-1); \qquad (VI.\ 82)$$

$$R_э = \frac{\alpha(E_к - R_н I_к \quad U_к)}{I_к - I_{к0}}; \qquad (VI.\ 83)$$

$$R_б = \frac{R_э R(S-1)}{RS\alpha - (S-1)(R_э + R)}; \qquad (VI.\ 84)$$

$$R = \frac{E_к(S-1)}{I_к - SI_{к0}}; \qquad (VI.\ 85)$$

$$P = \frac{I_к - SI_{к0}}{S-1}[U_к + I_к(R + R_н)]. \qquad (VI.\ 86)$$

Расчет параметров температурно компенсированного каскада с сопротивлением $R_э$ в цепи эмиттера выполняется посредством подстановки вместо $h_{11э} = \frac{h_{11б}}{1 + h_{11б}}$ величины $h_{11э} = \frac{h_{11б} + R_э}{1 + h_{11б}}$.

Входное сопротивление схемы ОЭ с противосвязью, вносимой сопротивлением $R_э$, будет

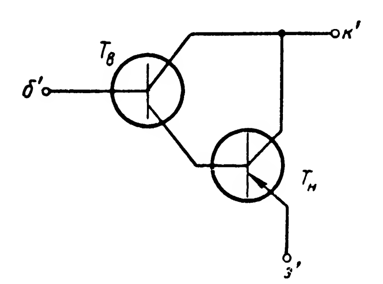
$$Z_{вх} = \frac{(h_{11б} + R_э)(h_{22б} + y_н) - h_{11б}h_{21б}}{h_{22б} + y_н(1 + h_{21б})}. \qquad (VI.\ 87)$$

Усиления мощности на маломощных триодах в типовых схемах включения ОБ — ОЭ — ОК относятся как

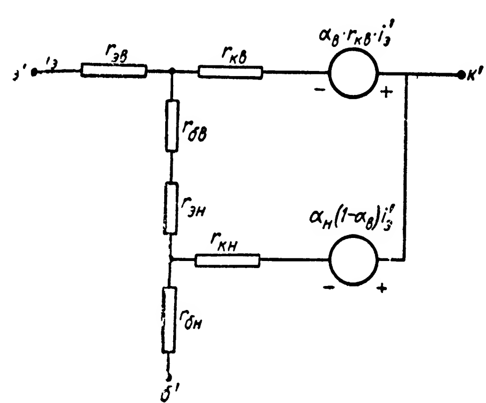
$$K_{рб} : K_{рэ} : K_{рк} = aK_U : \frac{aK_U}{1-a} : \frac{1}{1-a}. \qquad \text{(VI. 88)}$$

Таким образом, схему типа ОЭ нужно применять всюду, где это допускается полосой пропускания.

Составные триоды. Составным триодом называется схема, в которой соединены непосредственно электроды двух или больше кристаллических триодов. Обычно это соединение выполняется так, что коэффициент усиления тока α стремится к единице. Чем ближе α к единице, тем меньше ток базы, тем меньше связь между отдельными усилительными каскадами и тем большие достигаются усиления напряжения и мощности в одном усилительном каскаде.



Фиг. VI. 44. Схема включения составного кристаллического триода типа ОБ.



Фиг. VI. 45. Схема замещения составного кристаллического триода типа ОБ, выраженная в сопротивлениях электродов.

Современная технология изготовления сплавных или тянутых триодов не позволяет получать α больше 0,99 вследствие резкого ухудшения электрических и механических свойств.

Схема составного типа ОБ показана на фиг. VI. 44. Для верхнего и нижнего триодов этой схемы можно написать:

$$i_{бв} = (1 - \alpha_в) i_{эв};$$

$$i_{бн} = (1 - \alpha_н) i_{эн}. \qquad \text{(VI. 89)}$$

Из этих формул видно, что ток базы верхнего триода равен току эмиттера нижнего триода:

$$i_{бв} = i_{эн}, \qquad \text{(VI. 90)}$$

поэтому ток базы составного триода равен

$$i'_б = i_{бн} = (1 - \alpha_н)(1 - \alpha_в) i_{эв} = (1 - \alpha_н)(1 - \alpha_в) i'_э. \qquad \text{(VI. 91)}$$

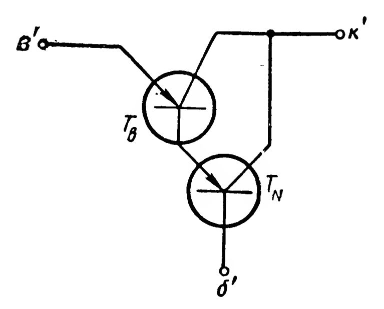
Из приведенных соотношений[1] следует, что

$$h'_{21} = \alpha' = 1 - (1 - \alpha_н)(1 - \alpha_в) = \alpha_в + \alpha_н - \alpha_н\alpha_в. \quad (VI.92)$$

Из схемы замещения составного триода типа ОБ, выраженной в сопротивлениях электродов (фиг. VI. 45), следует, что

$$h'_{11} \approx r_{эв} + (1 - \alpha_в)(r_{эн} + r_{бв});$$
$$h'_{12} \approx \frac{r_{эн} + r_{бв}}{r_{кв}}; \quad (VI.93)$$
$$h'_{21} \approx \frac{1}{r_{кн}} + \frac{(1 - \alpha_н)}{r_{кв}}.$$

Числовые значения h' параметров составного триода даны в табл. VI. 10, из которой видно, что α' мало отличается от единицы и коэффициент усиления тока составного триода в схеме ОБ резко возрастает — до 1000—2000. Расхождение результатов расчета и измерения гибридных параметров составного триода и входящих в него обычных триодов объясняется тем, что нижний триод в составном триоде работает с малым током эмиттера.



Фиг. VI. 46. Схема включения составного кристаллического триода типа ОЭ.

Наиболее распространена схема ОЭ составного триода, приведенная на фиг. VI. 46. Для такой схемы можно написать:

$$I_{бн} = (1 - \alpha_н) I_{эн} - I_{кон};$$
$$I'_б = I_{бв} = (1 - \alpha_н)(1 - \alpha_в) I_{эн} - (1 - \alpha_в) I_{кон} - I_{ков}. \quad (VI.94)$$

Из этого уравнения видно, что ток базы составного кристаллического триода типа ОЭ очень мал (несколько микроампер) При использовании диффузионных или других высокочастотных триодов с большими α можно получить незначительные токи базы составного триода и весьма большое входное сопротивление.

Расчет схем с составными триодами выполняется при помощи уравнений, приведенных в таблицах VI. 6 — 8, в которые следует подставлять параметры h' составного триода. В схеме типа ОК составного триода получено входное сопротивление порядка 10^4 — 10^6 и выше. Благодаря большому усилению тока крутизна составного триода S порядка 25—50 *ма/в*, т. е. примерно в 10 раз больше, чем у электронных ламп. Поэтому усиление составного триода больше, чем усиление лампового каскада с таким же сопротивлением нагрузки.

Многокаскадные усилители на кристаллических триодах. Используя три типовые однокаскадные схемы, можно получить девять

[1] Во всех уравнениях данного раздела индекс «штрих» присвоен составному триоду.

Таблица VI. 10

Численные значения параметров составного кристаллического триода

Параметры	$T_н$	$T_в$	Параметры составного триода	
			Измеренные	Вычисленные
$U_к$ *в*	3	3	3	—
$I_э$ *ма*	2	2	2	—
$r_э$ *ом*	10,4	12,8	22,2	19
$r_б$ *ом*	368	276	3900	600
$r_к$ *мегом*	2,9	1,32	5,5	2,77
$h_{11б}$ *ом*	18,05	19,0	26,0	19,3
$h_{12б}$	$1{,}2\cdot10^{-4}$	$2{,}1\cdot10^{-4}$	$7{,}1\cdot10^{-4}$	$2{,}16\cdot10^{-4}$
$-h_{21б}$	0,978	0,9775	0,99902	0,999493
$1-\alpha$	0,022	0,0225	0,00098	0,000507
$h_{22б}$ *мо*	$3{,}45\cdot10^{-7}$	$7{,}6\cdot10^{-7}$	$1{,}82\cdot10^{-7}$	$3{,}6\cdot10^{-7}$
$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	45	43,5	1002	1980

комбинаций соединения двух соседних каскадов, из которых практически применяются шесть. В табл. VI. 11 приведены цифры, относящиеся к двухкаскадным усилителям на кристаллических триодах. Реально получаемые значения параметров отличаются от указанных в этой таблице за счет разброса параметров триодов и вследствие изменения параметров от температуры. Во всех схемах входное сопротивление второго каскада служит нагрузочным сопротивлением первого каскада. Двухкаскадные усилители отличаются следующими особенностями.

В схеме ОБ — ОБ усиления *I*, *U*, *P* небольшие. Входное сопротивление меньше, чем в любой другой схеме. Выходное сопротивление велико.

Таблица VI. 11

Значения параметров двухкаскадных усилителей на кристаллических триодах

Тип включения	$r_{вх}$	$r_{вых}$	$K_u I$	$K_u II$	$K_{u\ общ}$
ОБ — ОБ	45 *ом*	1 *мгом*	1,156	990	155
ОБ — ОЭ	1000 *ом*	40 *ком*	1,23	1,015	1240
ОЭ — ОБ	1125 *ом*	1 *мгом*	—1,31	980	—1290
ОЭ — ОЭ	1175 *ом*	44 *ком*	—10,22	—985	10 100
ОЭ — ОК	557 *ом*	2300 *ом*	—86	1	—86
ОК — ОЭ	40 *ком*	82,5 *ком*	0,975	—985	—958

Тип включения	K_iI	K_iII	$K_{i\ общ}$	K_pI	K_pII	$K_{p\ общ}$
ОБ — ОБ	—0,96	0,87	—0,84	0,55	860	472
ОБ — ОЭ	—0,96	—6,85	6,56	4,36	6720	2 960
ОЭ — ОБ	24,3	0,872	21,2	39,2	845	33 200
ОЭ — ОЭ	23,9	—6,85	—164	302	6700	2 040 000
ОЭ — ОК	1,27	7,14	9,1	2000	7,3	14 600
ОК — ОЭ	—24,5	—6,86	168	2,69	6740	18 100

В схеме ОБ — ОЭ усиление *U* удовлетворительное. Входное сопротивление много больше, чем в предыдущей схеме.

В схеме ОЭ — ОБ усиление *I*, *U*, *P* значительно больше; при этом выходное сопротивление велико.

В схеме ОЭ — ОЭ достигается наибольшее усиление мощности, причем входное и выходное сопротивления имеют значения, подходящие для практики.

В схеме ОЭ — ОК усиления малы. Выходное сопротивление наименьшее. Высокая стабильность позволяет использовать эту

схему в тех случаях, когда не требуется большое усиление. Хорошо подходит для работы на низкоомную выходную нагрузку.

В схеме ОК — ОЭ получаются удовлетворительные усиления I, U, P. Она имеет наибольшее входное сопротивление, что важно при работе от источника сигнала, имеющего большое внутреннее сопротивление.

Многокаскадные усилители строятся с учетом особенностей, отмеченных ранее при рассмотрении двухкаскадных усилителей. Наиболее распространена схема многокаскадного усилителя, составленного из каскадов ОЭ, на входе или на выходе которого (при необходимости) могут быть включены каскады ОК. Цепи междукаскадной связи стремятся строить так, чтобы потери усиления в рабочем диапазоне частот были наименьшие. В усилителях с реостатно-емкостной связью для этого применяются большие емкости связи (порядка нескольких микрофарад).

Согласование относительно большого выходного сопротивления предыдущего каскада и относительно малого входного сопротивления последующего каскада осуществляется междукаскадным трансформатором, позволяющим получать максимальное усиление мощности. Из уравнений температурной стабилизации следует, что наилучшая стабилизация достигается при малом омическом сопротивлении в цепи базы и относительно большом сопротивлении в цепи эмиттера, обеспечивающем режим постоянства тока эмиттера. Малое омическое сопротивление в цепи базы достигается подключением к ней вторичной обмотки трансформатора. В усилителях переменного тока $R_э$ шунтируется большой емкостью для увеличения усиления каскада.

Трансформаторы увеличивают габариты, вес и стоимость усилителя, сужают полосу пропускания, вызывают сдвиг фаз на концах частотного диапазона. Трансформаторный каскад в схеме ОЭ на кристаллическом триоде с большим α дает большее усиление мощности, чем трансформаторный каскад типа ОБ. Если верхняя граница частотного рабочего диапазона превышает 5 *кгц*, то необходимо учитывать емкость коллектора. В схеме ОЭ эквивалентная емкость коллектора даже в номинальном режиме велика.

В схеме усилителя с реостатно-емкостной связью можно получить усиление мощности, приближающееся к усилению усилителя с трансформаторной связью, если использовать кристаллические триоды с большими α, так как в этом случае величины $r_{вх}$ и $r_{вых}$ приближаются друг к другу по мере увеличения α.

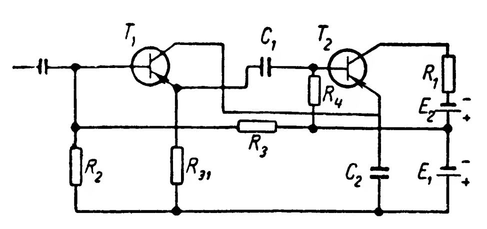
Согласование сопротивлений соседних каскадов в схеме усилителя с реостатно-емкостной связью нередко осуществляется чередованием каскадов типа ОК и ОЭ.

Постоянство рабочих точек транзисторов многокаскадного усилителя достигается посредством стабилизации рабочей точки каждого отдельного каскада. Значительное преимущество имеют схемы с последовательным питанием, в которых коллектор предыдущего каскада соединен последовательно по постоянному току с эмиттером последующего каскада. Таким образом соединяются только два соседних каскада. Схемы с последовательным питанием позволяют

получать больший уровень входного сигнала при умеренной мощности рассеяния в стабилизирующей цепи (фиг. VI. 47). Преимущество схемы последовательного питания заключается в том, что цепь стабилизации осуществляется только в первом каскаде, а действует она на оба каскада.

Тип входного усилительного каскада зависит от сопротивления датчика. Если сопротивление датчика велико, используется простой входной каскад типа ОК или составной каскад того же типа.

При работе с малыми входными сигналами необходимо обеспечить большое отношение сигнала к шуму. Для этого нужно использовать кристаллический триод с малым фактором шума F, представляющим собой отношение полной мощности шума в выходной нагрузке к мощности шума в этой нагрузке, вызванной шумами теплового движения электронов в сопротивлении источника входного сигнала. В кристаллическом триоде типа П6Д, $F < 12$ *дб*, у других типов $F < 33$ *дб*. Для уменьшения шума транзистора его нужно ставить в режим малого коллекторного напряжения порядка 1 *в* и малого тока эмиттера, порядка 1 *ма*. Шумы минимальны, когда сопротивление источника сигнала находится в диапазоне 500—1000 *ом*.



Фиг. VI. 47. Схема последовательного питания двух каскадов усилителя.

Усилители мощности. Усилители мощности на кристаллических триодах по сравнению с ламповыми имеют большие преимущества: отсутствие затраты мощности на накал, высокий к. п. д., малые габариты (если не считать площади охлаждающих пластин). Они имеют большие нелинейные искажения и более узкую полосу пропускания. В схемах типа ОЭ и ОК частота отсечки коэффициента усиления тока современных мощных кристаллических триодов составляет примерно 2 *кгц*. Для большинства случаев применения в технике авторегулирования этот предел достаточен.

Выходные каскады, работающие усилителями мощности, имеют на входе большие сигналы. Поэтому все расчетные уравнения, выведенные ранее для каскадов на кристаллических триодах, работающих со слабыми сигналами, не пригодны для расчета усилителей мощности. Усилители мощности на кристаллических триодах рассчитываются графически на максимальную выходную мощность и работают, как правило, в условиях отсутствия согласования сопротивлений. При расчете усилителя мощности необходимо учитывать максимальную мощность рассеяния на коллекторе $P_{кд}$, максимальное допустимое напряжение на коллекторе $U_{кд}$ и коэффициент нелинейных искажений $K_и$. Эти величины не учитывались при расчете каскадов, работающих в режиме слабых сигналов.

Класс А. Усилитель мощности класса А применяется в тех случаях, когда необходимы минимальные нелинейные искажения и не требуется максимальная величина выходной мощности.

Графический расчет каскада класса А сводится к построению линии нагрузки, которая для каскада типа ОБ проводится на семействе выходных коллекторных характеристик (соответствующих максимальной рабочей температуре) из точки, где значение коллекторного напряжения равно максимальному допустимому для данного типа кристаллического триода значению $U_{кд}$. Наклон линии нагрузки таков, что она проходит касаясь гиперболы допустимой мощности рассеяния коллектора. В классе А ток смещения эмиттера выбирается так, чтобы точка покоя (величина тока коллектора при отсутствии сигнала на эмиттере) находилась в средине отрезка между точкой пересечения линии нагрузки и линии $I_{к0}$ и точкой пересечения линии нагрузки и коллекторной характеристики, соответствующей максимальному току эмиттера в месте перегиба этой характеристики. В таком режиме напряжение смещения эмиттера равно току эмиттера, умноженному на сопротивление постоянному току цепи эмиттера. При таком выборе рабочей точки покоя ограничение обеих полуволн сигнала наступает одновременно (когда сигнал превышает максимальную величину) и выходные характеристики триода будут использоваться оптимально. Значения тока и напряжения покоя в классе А при комнатной температуре приближенно в 2 раза меньше максимальных, т. е. в классе А схема типа ОБ имеет к. п. д., близкий к теоретическому пределу, равному 50%.

Линейность выходной характеристики транзистора в схеме типа ОБ соблюдается очень точно. Однако благодаря тому, что ток эмиттера есть нелинейная функция напряжения эмиттера, входная характеристика кристаллического триода даже в схеме ОБ нелинейна. Чтобы уменьшить влияние этой нелинейности, необходимо применять источник сигнала, сопротивление которого много больше входного сопротивления каскада усилителя мощности. При увеличении сопротивления источника одновременно уменьшаются нелинейные искажения и усиление мощности. Выходной каскад сервоусилителя, работающий на электродвигатель, может иметь нелинейные искажения в пределах 10%. В этом случае выходное сопротивление предоконечного каскада должно быть в 2—2,5 раза больше входного сопротивления каскада усилителя мощности. Если же нелинейные искажения выходного каскада не должны превышать 5%, то сопротивление источника сигнала должно быть в 5 раз больше входного сопротивления каскада усилителя мощности.

Благодаря небольшому допустимому коллекторному напряжению и большому допустимому коллекторному току сопротивление нагрузки мощного силового кристаллического триода получается небольшим (порядка сотен *ом* и меньше). Это позволяет иногда обходиться без выходного трансформатора. Для увеличения надежности необходимо применять максимальное коллекторное напряжение ниже максимального допустимого на 10% и линию нагрузки проводить ниже точки касания с гиперболой допустимой выходной мощности на те же 10%, считая по ординате точки касания.

Графический расчет каскада типа ОЭ или ОК выполняется так же, как и ОБ. В этих включениях нелинейны входные и выходные харак-

теристики, $I_{к0}$ возрастает в число раз, равное $\frac{1}{(1-\alpha)}$, по сравнению со схемой типа ОБ. Поэтому нелинейные искажения в схеме типа ОЭ значительно больше, чем в схеме типа ОБ. При выборе наклона линии нагрузки нельзя применять большие токи, так как они значительно увеличивают нелинейные искажения вследствие сближения коллекторных характеристик. В схемах ОЭ и ОК при любой величине сопротивления источника сигнала нелинейные искажения заметны. Удовлетворительные результаты получаются в том случае, когда сигнал поступает от источника напряжения, а не от источника тока. В этих условиях нелинейные искажения в схеме ОЭ составляют примерно 5%, а выходная мощность приблизительно на 10% меньше, чем в схеме ОБ, работающей с теми же нелинейными искажениями. Несмотря на большие по величине нелинейные искажения, схема типа ОЭ в каскадах — усилителях мощности — применяется чаще благодаря удобствам, которые дает меньший входной ток мощного каскада.

Так как мощный каскад работает при максимальной раскачке, то требуется жесткая стабилизация рабочей точки, т. е. чтобы не было ограничения сигнала на выходе при его максимальном значении на входе. Это достигается обычно применением отдельного источника питания эмиттера при помощи относительно большого последовательного сопротивления $R_э$ в цепи эмиттера. Сопротивление постоянному току в цепи базы должно быть минимальным.

Класс В. Выходной каскад усилителя сервосистемы выгоднее устанавливать в класс В, так как это позволяет получать большую выходную мощность и повысить к. п. д. до 75%. Увеличенные нелинейные искажения в данном случае не имеют существенного значения. В усилителе класса В на кристаллическом триоде четные гармоники не подавляются полностью.

Линия нагрузки триода, работающего в усилителе класса В, проводится так же, как и для класса А, но точка покоя выбирается при токе входного электрода, равном нулю. Максимальное коллекторное напряжение $U_{к.m}$ кристаллического триода, работающего в классе В, приблизительно равно напряжению коллекторного питания $E_к$. Пренебрегая током покоя коллектора, можно использовать следующие приближенные расчетные уравнения (относящиеся к максимальным сигналам).

Колебательная эффективная мощность, снимаемая с обоих триодов,

$$P_{вых} \approx \frac{E_к I_{кm}}{2}. \tag{VI. 95}$$

Мощность, отбираемая от источника коллекторного питания на оба триода,

$$P_{пит} \approx \frac{2E_к I_{кm}}{\pi}. \tag{VI. 96}$$

Практически, к. п. д.

$$\eta \approx 75\%. \tag{VI. 97}$$

Эффективная мощность, рассеиваемая на коллекторе одного триода при максимальном входном сигнале,

$$P_к \approx 0{,}068 E_к I_{к.\,m}. \qquad \text{(VI. 98)}$$

Сопротивление нагрузки для одного триода

$$R_н \approx \frac{E_к}{I_{к.\,m}}. \qquad \text{(VI. 99)}$$

Входное сопротивление на один триод

$$r_{вх} = \frac{U_{1m}}{I_{1m}}. \qquad \text{(VI. 100)}$$

Пиковая входная мощность

$$P_{вх.m} = \frac{U_{1m}}{I_{1m}} \qquad \text{(VI. 101)}$$

Усиление пиковой мощности

$$K_{p.\,m} \approx \frac{E_к I_{к.m}}{U_{1m} I_{1m}}. \qquad \text{(VI. 102)}$$

Если мощность в нагрузке больше, чем мощность, которую может отдать пара триодов в классе В, то следует соединить параллельно несколько триодов в каждом плече каскада. В цепи эмиттера каждого триода должно быть свое отдельное сопротивление $R_э$ обратной связи.

Входная цепь каскада класса В может работать при умеренном согласовании сопротивлений.

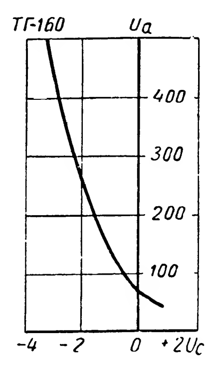
Класс D. В усилителе класса *D* триод работает переключателем: он либо полностью закрыт, либо полностью открыт. На такой режим изменения окружающей температуры почти не влияют. Коллекторный ток проходит в виде импульсов прямоугольной формы, ширина которых линейно зависит от амплитуды входного сигнала, поэтому средний ток в выходной нагрузке пропорционален значению входного сигнала. Преобразование мгновенного значения входного напряжения сигнала в ширину импульса (при постоянной частоте следования) осуществляется специальным модулятором, выполненным на блокинггенераторе или на мультивибраторе. Благодаря большому к. п. д. класса D (98%) добавление этих узлов схемы не влияет заметно на потребление мощности. Триод типа П6А в усилителе класса А отдает в нагрузку 150 *мвт*, а в усилителе класса D 6 *вт*. Линия нагрузки проходит из точки, равной максимальному допустимому напряжению коллектора, в точку, где ток ограничивается мощностью, рассеиваемой в коллекторе. В этом режиме линия нагрузки пересекает гиперболу допустимой мощности рассеяния на коллекторе. Триод не выходит из строя из-за перегрева потому, что ток вдоль линии нагрузки проходит очень быстро.

Во время импульса тока он очень велик, а напряжение коллектора весьма мало; во время паузы ток очень мал и напряжение на коллекторе максимально. В обоих случаях мощность, рассеивае-

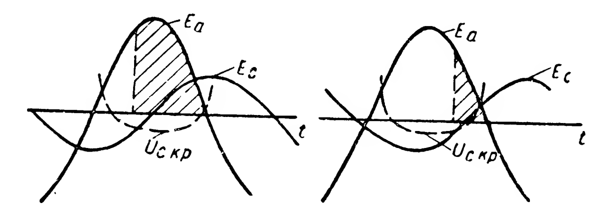
мая на коллекторе, не превышает нормы. Выходной ток каскада класса D усредняется в сопротивлении нагрузки. Усилитель класса D позволяет получать мощность в нагрузке примерно 1 *квт* с триода типа П4.

5. ТИРАТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Тиратрон представляет собой газоразрядную лампу, мощность накала катода которой обычно велика, а напряжение накала мало. Сетка выполнена конструктивно в виде диска с отверстиями. Управляющая способность зависит от диаметра наибольшего отверстия в диске сетки. При приложении к электродам тиратрона критических напряжений происходит дуговой разряд между анодом и катодом, напряжение между которыми устанавливается приблизительно равным 16 *в*; ток в анодной цепи ограничивается только внешним сопротивлением нагрузки, без которого тиратрон гаснет. Роль сетки сводится лишь к зажиганию разряда. Чтобы погасить разряд, нужно уменьшить напряжение анодного питания ниже падения напряжения на разрядном промежутке. Если питание анодной цепи осуществляется постоянным током, то необходимы дополнительные схемы гашения (обычно применяется второй гасящий тиратрон), что усложняет установку. Поэтому в автоматических регуляторах используются тиратронные усилители, анодные цепи которых питаются напряжением переменного тока, благодаря чему происходит гашение тиратрона в течение каждого отрицательного полупериода.



Фиг. VI. 48. Характеристики зажигания тиратрона при постоянной окружающей температуре.



Фиг. VI. 49. Изменение момента зажигания тиратрона в зависимости от угла сдвига фаз сеточного напряжения относительно анодного напряжения.

Плавное управление средним значением анодного тока обычно осуществляется изменением фазы сеточного напряжения относительно анодного напряжения, для чего используется фазосдвигающая схема в цепи сетки. Сеточная характеристика зажигания тиратрона показана на фиг. VI. 48, а зависимость момента зажигания тиратрона от угла сдвига фаз между сеточным и анодным напряжениями — на фиг. VI. 49. Если анодная нагрузка тиратрона активная, то анодный ток тиратрона (мгновенное значение) будет

$$i_a = \frac{U_a - U_{a0}}{R_н}, \qquad \text{(VI. 103)}$$

где U_a — напряжение анодного питания;

U_{a0} — падение напряжения на разрядном промежутке;

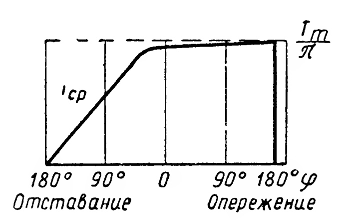
$R_н$ — сопротивление нагрузки.

Если тиратрон питается анодным напряжением переменного тока, то максимальное значение анодного тока будет

$$I_{max} = \frac{E_{a.\ m} - U_{a0}}{R_н}. \qquad \text{(VI. 104)}$$

Приближенно предполагая, что тиратрон горит в течение всего полупериода, находим уравнение среднего анодного тока:

$$i_{ср.\ m} = \frac{I_m}{\pi} = \frac{E_{a.\ m} - U_{a0}}{\pi R_н}. \qquad \text{(VI. 105)}$$



Фиг. VI. 50. Средний ток тиратрона в зависимости от угла сдвига между сеточным и анодным напряжениями.

Если амплитуда сеточного напряжения значительно больше критического сеточного потенциала зажигания, то среднее значение тока в диапазоне от 180 до 0° отставания изменяется приблизительно линейно в зависимости от угла φ сдвига фазы сеточного напряжения относительно анодного напряжения (фиг. VI. 50):

$$i_{ср} = \frac{(1 + \cos\varphi)}{2} \frac{(E_{a.\ m} - U_{a0})}{\pi R_н}. \qquad \text{(VI. 106)}$$

Плавное изменение угла сдвига фазы достигается изменением индуктивности дросселя путем его подмагничивания или использованием конденсаторов, применяемых в диэлектрических усилителях (величина емкости которых зависит от приложенного к конденсатору постоянного потенциала).

К преимуществам тиратронных усилителей относятся: высокий к. п. д.; большое усиление тока и мощности, с помощью которых достигается гибкое управление электроприводом; простота схем; малые габарит и вес. Недостатками таких усилителей являются: необходимость предварительного нагрева цепи накала номинальным напряжением перед включением напряжения анодного питания; необходимость установки и монтажа только в вертикальном положении ртутных тиратронов, катоды которых должны быть внизу; изменение пусковой характеристики тиратрона при изменении окружающей температуры, что ухудшает управление средним током; относительно бо́льшие величины предпускового сеточного тока мощных тиратронов, не позволяющих использовать для управления схемы и датчики, имеющие большие внутренние сопротивления. Наиболее серьезным недостатком является ограниченный срок службы некоторых типов тиратронов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артюхова О. А. и др., Новые типы германиевых плоскостных p — n — p триодов, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. II, «Советское радио», 1957.

2. Берг А. И., Теория и расчет ламповых генераторов, Госэнергоиздат, 1935.

3. Бонч-Бруевич А. М., Применение электронных ламп в экспериментальной физике, Гостехтеоретиздат, 1955.
4. Булгаков А. А., Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1951.
5. Конев Ю. И., Параллельное включение кристаллических триодов, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 1, «Советское радио», 1956.
6. Ламповые усилители, пер. с англ. «Советское радио», 1951.
7. Метсон С. Х., Срок службы оксидных катодов новейших приемно-усилительных ламп, Труды Института инженеров-электриков, ч. III, № 58, март, 1952, стр. 69.
8. Ризкин А. А., Основы теории расчета усилительных схем, «Советское радио», 1954.
9. Соколов А. А., Электронные усилители постоянного тока, «Электричество» № 10, 1949.
10. Соколов А. А., Симметричный параллельно-балансный повторитель постоянного тока, А и Т, т. XIV, № 2, 1953.
11. Соколов А. А., Параллельно-балансные повторители, А и Т, т. XVI, № 2, 1955.
12. Соколов А. А., Усилитель постоянного тока, сб. «Устройства и элементы теории автоматики и телемеханики», Машгиз, 1952.
13. Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, 1953.
14. Соколов А. А., Мостовые балансные схемы электронных усилительных каскадов постоянного тока, А и Т, т. XVII, № 4, 1956.
15. Трапезников В. А. и Лернер А. Я., А и Т, т. XII, № 5, 1951.
16. Царев Б. М., Контактная разность потенциалов и ее влияние на работу электровакуумных приборов, Госэнергоиздат, 1949.
17. Ши Р. Ф., Полупроводниковые триоды и их применение, Госэнергоиздат, 1957.
18. Ши Р. Ф., Усилители звуковой частоты на полупроводниковых триодах, ИЛ, 1957.
19. Вакуумная техника, сб. статей, Госэнергоиздат, 1948.

ГЛАВА VII

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Магнитные усилители основаны на использовании свойств ферромагнитных материалов, основным из которых является нелинейный характер кривой намагничивания. Такие усилители широко применяются в устройствах автоматического управления и регулирования.

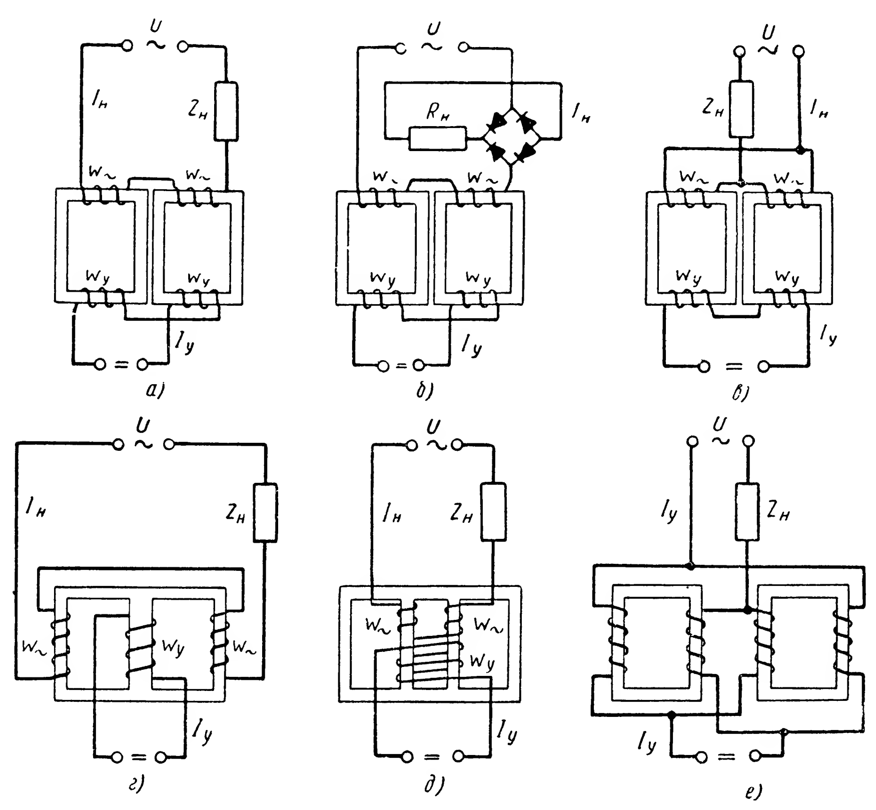
К преимуществам усилителей относятся: надежность, высокий к. п. д., вибростойкость, низкий порог чувствительности для сигналов постоянного тока, значительные коэффициенты усиления, возможность суммирования многочисленных сигналов, большой срок службы, возможность питания непосредственно от сети переменного тока, готовность к работе сразу после включения питания, взрывобезопасность и др.

В устройствах автоматического регулирования магнитные усилители применяются для выполнения следующих функций: предварительного усиления слабых сигналов, поступающих от различных датчиков; преобразования усиливаемых сигналов постоянного тока в модулированные колебания несущей частоты с целью дальнейшего усиления при помощи электронных или полупроводниковых усилителей; суммирования или сравнения нескольких сигналов, поступающих от независимых источников; управления следящими приводами и исполнительными механизмами; стабилизации напряжения и частоты вспомогательных источников питания и пр.

По сравнению с электронными и полупроводниковыми усилителями, магнитные усилители имеют относительно высокую инерционность. Поэтому они применяются преимущественно для усиления сигналов постоянного или медленно изменяющегося тока. Усиление сигналов переменного тока, изменяющихся в широком диапазоне частот, целесообразно осуществлять при помощи электронных или полупроводниковых усилителей. Двухтактные магнитные усилители с выходом на постоянном токе имеют низкий к. п. д. При значительной мощности усилителя рационально использовать электромашинные усилители, отличающиеся более высоким к. п. д. Вследствие этих недостатков магнитных усилителей иногда целесообразно применять их совместно с электронными, полупроводниковыми, электромашинными и другими типами усилителей.

1. ОДНОТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Схемы без обратной связи. Однотактные магнитные усилители представляют собой два одинаковых трансформатора с замкнутыми ферромагнитными сердечниками (фиг. VII. 1, *а*). Первичные обмотки $w_{\sim}$ трансформаторов включаются последовательно с нагрузкой $Z_н$ в сеть переменного напряжения U. При разомкнутых вторич-



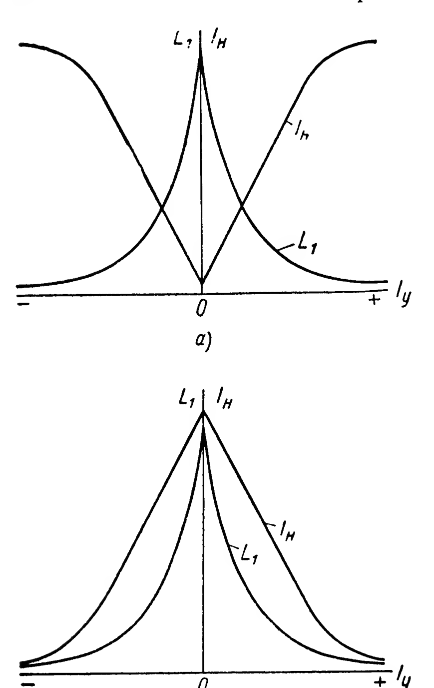
Фиг. VII. 1. Схемы однотактных (дроссельных) магнитных усилителей без обратной связи.

ных обмотках $w_у$ через первичные обмотки и нагрузку проходит ток холостого хода I_{xx} трансформаторов. При встречном соединении обмоток $w_у$ (фиг. VII. 1, *а*) э. д. с., индуктируемые в этих обмотках, взаимно компенсируются, вследствие чего при замыкании свободных концов вторичных обмоток $w_у$ ток через них проходить не будет, и величина тока в первичных обмотках и в нагрузке не изменится. Два сердечника (фиг. VII. 1, *а*) применяются для развязки цепи управления от цепи нагрузки.

Усиливаемый сигнал постоянного тока $I_у$, подаваемый в обмотки управления $w_у$ (вторичные обмотки), вызывает повышение степени насыщения сердечников трансформаторов, вследствие чего умень-

шаются их динамическая магнитная проницаемость μ_∂ и, следовательно, индуктивность L_1 первичных обмоток. С уменьшением L_1 ток $I_н$ в первичных обмотках и в нагрузке возрастает. На фиг. VII. 2 показан характер зависимости индуктивности L_1 первичных обмоток $w_\sim$ и тока нагрузки $I_н$ от тока управления.

Если сердечники трансформаторов выполнены из высококачественного магнито-мягкого материала, то мощность сигнала постоянного тока, расходуемая в обмотках w_y, значительно меньше управляемой мощности в цепи нагрузки. Поэтому устройство, показанное на фиг. VII. 1, *а*, может служить усилителем мощности и является модуляционным устройством, в котором ток нагрузки $I_н$ представляет собой несущую частоту, модулированную усиливаемым сигналом I_y. Чтобы ток на выходе усилителя имел такую же форму, как и усиливаемый сигнал, необходимо нагрузку включить через выпрямитель (демодулятор) (фиг. VII. 1, *б*). Если магнитный усилитель используется для усиления сигналов переменного тока, то частота питающего напряжения (несущая частота) должна по крайней мере в 10 раз превышать максимальную частоту усиливаемого сигнала.



Фиг. VII. 2. Характеристики однотактных магнитных усилителей:

а — при последовательном включении нагрузки; *б* — при параллельном включении нагрузки.

При наличии сигнала на входе усилителя (фиг. VII. 1, *а* или *б*) в цепи управления, образуемой обмотками w_y, наводится напряжение удвоенной частоты. От этого недостатка свободна схема на фиг. VII. 1, *в* с параллельным соединением обмоток $w_\sim$, образующих короткозамкнутый контур для сигналов, поступающих на вход усилителя. Поэтому схему, приведенную на фиг. VII. 1, *в*, можно рекомендовать лишь в том случае, когда инерционность усилителя не имеет существенного значения.

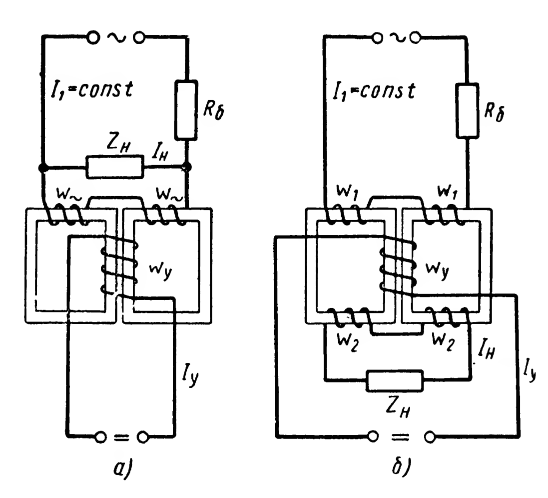
Два сердечника магнитного усилителя могут быть заменены одним трехстержневым (фиг. VII. 1, *г*) или четырехстержневым (фиг. VII.1, *д*) сердечником, обмотки $w_\sim$ переменного тока которого могут быть соединены либо последовательно, либо параллельно. Такие сердечники обычно применяются лишь для усилителей большой мощности.

Для мощных усилителей, если число витков обмоток переменного тока $w_\sim$ и управления w_y одинаково, эти обмотки целесообразно

соединить по мостовой схеме (фиг. VII. 1, *е*). Управляемый переменный ток и управляющий постоянный ток проходят по всем обмоткам, что позволяет уменьшить потери в меди как на постоянном, так и на переменном токе до двух раз.

Магнитные усилители, выполняемые по схемам на фиг. VII. 1, называются однотактными (нереверсивными) дроссельными усилителями [1].

Нагрузка усилителя может быть включена не только последовательно с обмотками $w_{\sim}$, как это указано выше, но и параллельно этим обмоткам, например, по схеме на фиг. VII. 3, *а*. Величина тока питания I_1 поддерживается постоянной, обычно путем включения большого балластного сопротивления $R_б$ последовательно с обмотками $w_{\sim}$. Усиливаемый сигнал I_y вызывает уменьшение индуктивности L_1 обмоток $w_{\sim}$, что сопровождается снижением напряжения на их зажимах и на параллельно включенной нагрузке. Характеристики усилителя, выполненного по схеме, представленной на фиг. VII. 3, *а*, приведены на фиг. VII. 2, *б*. Нагрузка может быть подключена также к другим обмоткам w_2, имеющим трансформаторную связь с обмотками $w_{\sim}$ (фиг. VII. 3, *б*). Это позволяет получить любое напряжение на выходе усилителя, независимо от напряжения источника питания, и изолировать нагрузку от последнего. Усилители, схема которых приведена на фиг. VII. 3, *б*, называются однотактными трансформаторными. Эти схемы вследствие низкого к. п. д., вызванного потерями в сопротивлении $R_б$, применяются лишь в маломощных усилителях для использования их своеобразной характеристики $I_н = f\ (I_y)$ или при необходимости изоляции нагрузки от источника питания.



Фиг. VII. 3. Схемы однотактных усилителей с параллельным включением нагрузки.

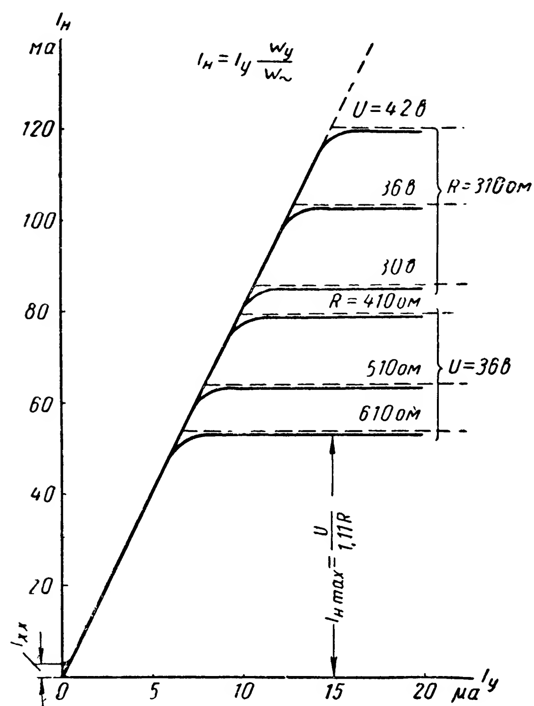
Характеристика $I_н = f\ (I_y)$ однотактного магнитного усилителя без обратной связи на линейном участке относительно мало изменяется при изменениях напряжения источника питания и сопротивления нагрузки. Например, при применении для изготовления

---

[1] Эти усилители называются дроссельными потому, что изменение тока нагрузки осуществляется как бы путем изменения индуктивности дросселя (т. е. обмоток $w_{\sim}$), включенного последовательно с нагрузкой; однотактными (или нереверсивными) — потому, что ток нагрузки $I_н$ не зависит от полярности постоянного магнитного поля сигнала I_y (см. фиг. VII. 2, *а*).

сердечников сплавов высокой проницаемости типа пермаллоя или с прямоугольной петлей гистерезиса ток нагрузки на линейном участке характеристики усилителя (см. фиг. VII. 1, *б*) с достаточной точностью определяется формулой

$$I_н = I_{xx} + \frac{w_y}{w_\sim} I_y. \quad \text{(VII. 1)}$$



Фиг. VII. 4. Характеристики усилителя, выполненного по схеме на фиг. VII. 1, *б*, с сердечниками из сплава 50НП.

Для коэффициентов усиления по току и мощности в этом случае

$$K_I = \frac{\Delta I_н}{\Delta I_y} = \frac{w_y}{w_\sim} \quad \text{(VII. 2)}$$

и

$$K_p = \frac{\Delta P_н}{\Delta P_y} = \frac{\Delta I_н^2 R_н}{\Delta I_y^2 R_y} = \frac{w_y^2 R_н}{w_\sim^2 R_y}, \quad \text{(VII. 3)}$$

где $\Delta P_н$ и ΔP_y — приращения мощности на выходе и на входе усилителя при изменении тока сигнала (ΔI_y), а $R_н$ и R_y — сопротивления нагрузки и обмотки управления.

Максимальное значение тока нагрузки $I_{н\,max}$ достигается при полном насыщении сердечников, когда индуктивное сопротивление обмоток $w_\sim$ весьма мало по сравнению с активным сопротивлением цепи нагрузки R. Для $I_{н\,max}$ имеем

$$I_{н\,max} = \frac{U}{1{,}11R} = \frac{U}{1{,}11(R_н + R_\sim + R_в)}, \quad \text{(VII. 4)}$$

де $R_\sim$ и $R_в$ — сопротивления обмоток $w_\sim$ и выпрямителя.

В качестве примера на фиг. VII. 4 даны характеристики усилителя, выполненного по схеме на фиг. VII. 1, *б* с тороидальными сердечниками из сплава марки 50НП с прямоугольной формой петли гистерезиса. Пунктиром показаны характеристики, вычисленные по формулам (VII. 1) и (VII. 4) при $I_{xx} = 0$.

Однотактные усилители без обратной связи, выполненные по схемам, приведенным на фиг. VII. 1, применяются главным образом для усиления больших мощностей, превышающих примерно 20—50 *вт*. Максимальная мощность, на которую изготовляются такие усилители, достигает сотен киловатт. Коэффициент усиления мощ-

ности 100-ваттного усилителя, выполненного по одной из схем, представленных на фиг. VII. 1, при использовании трансформаторной стали для сердечников и частоте источника питания 50 *гц* обычно составляет 50—200. С повышением мощности усилителя коэффициент усиления возрастает, а с повышением коэффициента усиления возрастает также постоянная времени обмоток управления, которая для схемы на фиг. VII. 1, *б* может быть определена по формуле

$$T_y = K_p \frac{1}{4f \frac{R_н}{R}}. \qquad \text{(VII. 5)}$$

Например, при $K_p = 100$, $f = 50$ *гц* и $\frac{R_н}{R} = 0{,}8$ получаем $T_y = 0{,}63$ сек.

Схемы с положительной обратной связью. На фиг. VII. 5, *а* показана схема магнитного усилителя с внешней обратной связью, осуществляемой путем подачи выпрямленного тока цепи нагрузки в специальную обмотку обратной связи w_{oc} для создания дополнительного постоянного магнитного поля, усиливающего поле сигнала. В схеме, приведенной на фиг. VII. 5, *а*, нагрузка может быть включена либо в цепи переменного тока, либо в цепи постоянного тока последовательно с обмоткой w_{oc}. Постоянный ток $I_{см}$, получаемый от выпрямителя B_2, служит для смещения характеристик усилителя. В этой схеме применена положительная обратная связь по току, получившая наибольшее распространение. Однако в некоторых случаях используется положительная обратная связь по напряжению, отличающаяся тем, что в обмотку обратной связи подается выпрямленный ток, пропорциональный напряжению на нагрузке (фиг. VII. 5, *б*). При применении положительной обратной связи по напряжению в мощных магнитных усилителях с выходом на переменном токе иногда возможно уменьшить габариты выпрямителя цепи обратной связи. Существенное различие характеристик усилителей с обратной связью по току и с обратной связью по напряжению обнаруживается лишь при нелинейной нагрузке.

Под коэффициентом обратной связи принято понимать отношение приращения постоянной составляющей напряженности поля ΔH_{oc}, обусловленной током обмотки обратной связи, к соответствующему приращению среднего значения переменной составляющей напряженности поля $\Delta H_{\sim cp}$:

$$K_{oc} = \frac{\Delta H_{oc}}{\Delta H_{\sim cp}}. \qquad \text{(VII. 6)}$$

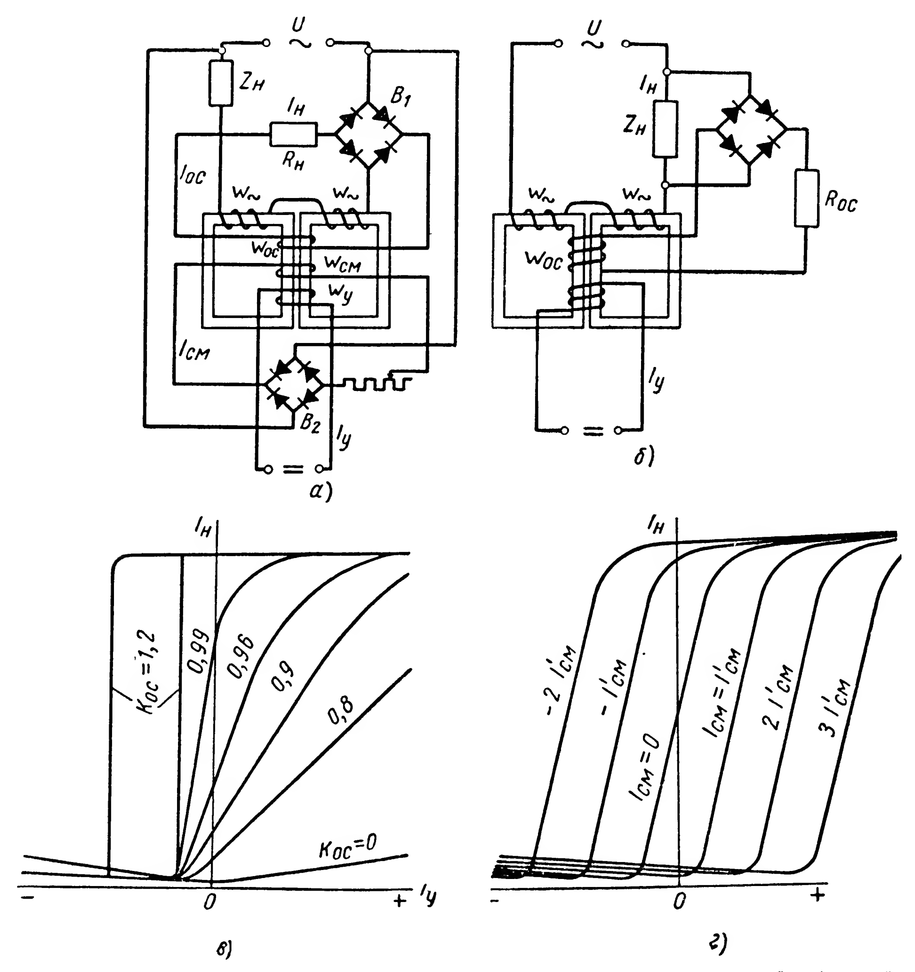
Применительно к схеме, изображенной на фиг. VII. 5, *а*,

$$K_{oc} = \frac{w_{oc}}{w_{\sim}}.$$

На фиг. VII. 5, *в* приведены характеристики магнитного усилителя, выполненного по схеме на фиг. VII. 5, *а* при различных значениях K_{oc}. При $K_{oc} > 1$ магнитный усилитель превращается в бесконтактное реле с петлеобразной (релейной) характеристикой.

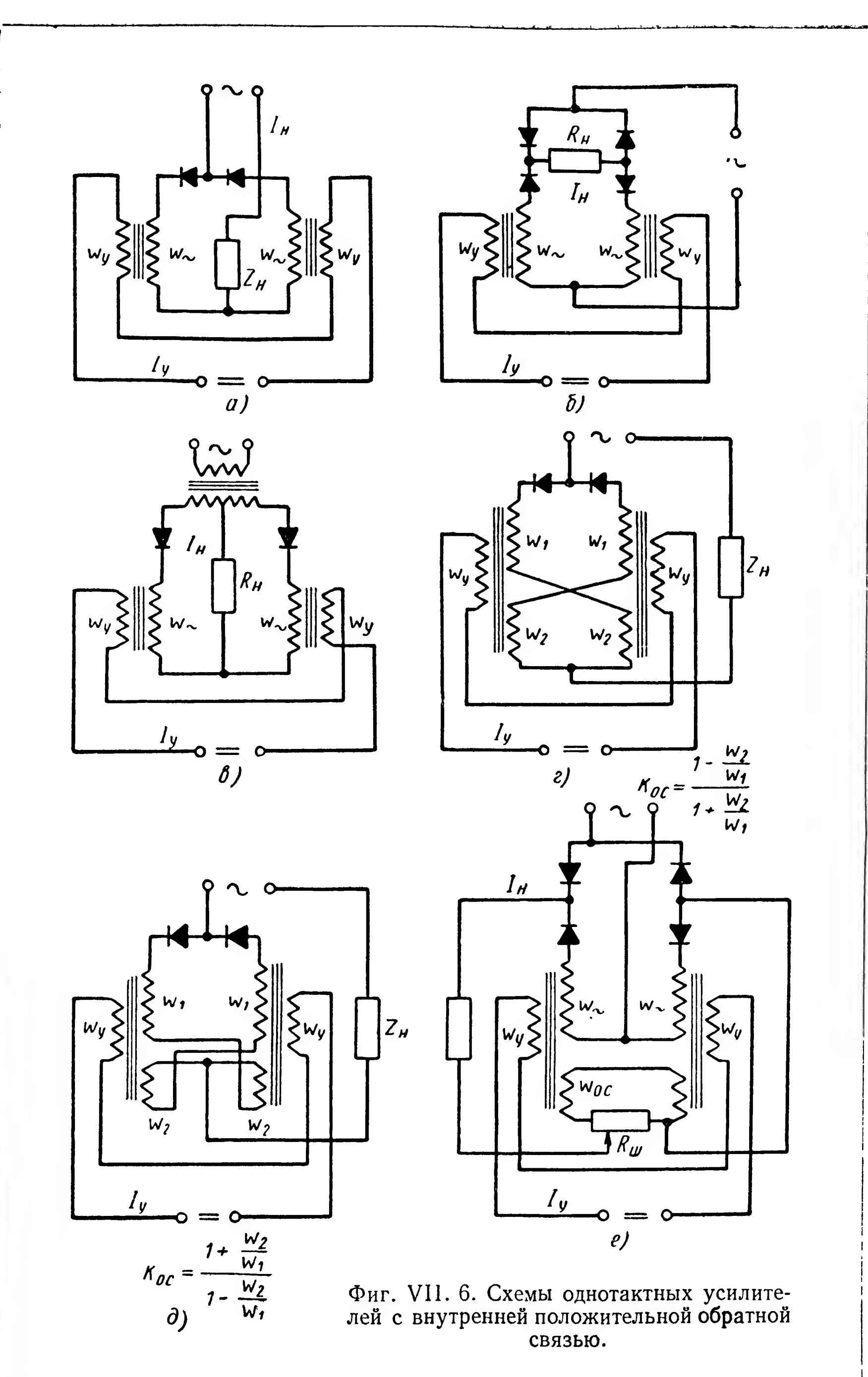
На фиг. VII. 5, *г* показаны характеристики усилителя для различных значений тока смещения.

На фиг. VII. 6 приведены схемы дроссельных магнитных усилителей с внутренней обратной связью, отличающейся тем, что магнитное поле обратной связи создается постоянной составляющей тока



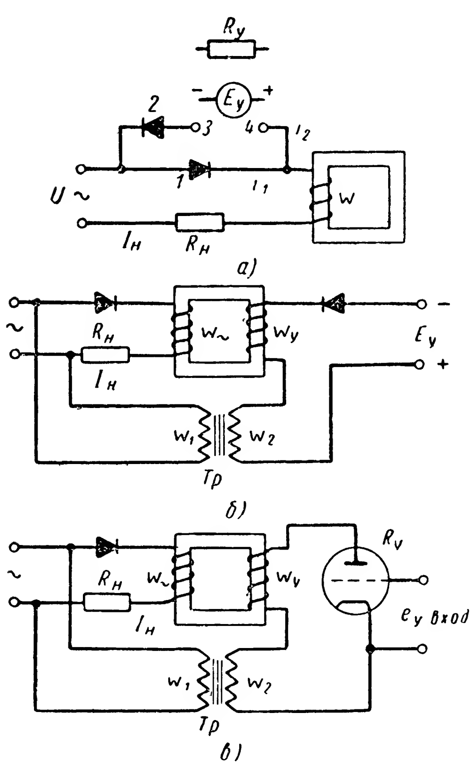
Фиг. VII. 5. Схемы однотактных усилителей с внешней положительной обратной связью по току (*а*) и по напряжению (*б*); характеристики усилителя при различных значениях коэффициента обратной связи (*в*) и тока смещения (*г*).

в обмотке $w_{\sim}$, включенной последовательно с однополупериодным выпрямителем. По каждой из обмоток $w_{\sim}$ ток проходит лишь в течение одного полупериода. Схема на фиг. 6, *а* применяется для нагрузки переменного тока, а схемы, представленные на фиг. VII. 6, *б* и *в*, — для нагрузки постоянного тока. Для этих схем $K_{oc} = 1$, если можно пренебречь обратными токами выпрямителей.



Фиг. VII. 6. Схемы однотактных усилителей с внутренней положительной обратной связью.

Изменение K_{oc} и, следовательно, коэффициента усиления в схеме, показанной на фиг. VII. 5, *а*, может быть осуществлено изменением числа витков обмотки w_{oc} или шунтированием ее сопротивлением. Следует шунтировать лишь небольшую часть витков обмотки w_{oc} во избежание существенного повышения инерционности усилителя.



Фиг. VII. 7. Схемы быстродействующих однополупериодных магнитных усилителей.

При этом для увеличения сопротивления шунта рекомендуется включить небольшое добавочное сопротивление последовательно с шунтируемыми витками. В схеме, приведенной на фиг. VII. 5, *б*, изменение коэффициента обратной связи осуществляется при помощи сопротивления R_{oc}. Уменьшение K_{oc} в схеме на фиг. VII. 6, *а* легко осуществить шунтированием полупроводниковых выпрямителей сопротивлением. Более совершенным способом изменения K_{oc} является добавление обмоток w_2, включаемых по схеме на фиг. VII. 6, *г* для уменьшения K_{oc} и по схеме на фиг. VII. 6, *д* для его повышения. В схемах, представленных на фиг. VII. 6, *б* и *в*, изменение коэффициента обратной связи может быть достигнуто путем подачи тока цепи нагрузки в дополнительные обмотки обратной связи w_{oc}, например по схеме, изображенной на фиг. VII. 6, *е*. Шунт $R_ш$ в этой схеме позволяет плавно изменять K_{oc}.

Характеристики магнитных усилителей с внутренней обратной связью принципиально не отличаются от характеристик усилителей с внешней обратной связью по току при одинаковых значениях K_{oc}. Однако потери в силовых обмотках усилителей с внешней обратной связью примерно вдвое выше, чем в усилителях с внутренней обратной связью при $K_{oc} \approx 1$. Поэтому внутренняя обратная связь рекомендуется прежде всего для более мощных усилителей, максимальная отдача которых ограничена нагревом обмоток.

При нагрузке переменного тока величина обратного напряжения на выпрямителях в усилителе с внутренней обратной связью (фиг. VII. 6, *а*) невелика. Она равна сумме падения напряжения в прямом направлении на одном из выпрямителей и активного паде-

ния напряжения на обмотке $w_{\sim}$. Таким образом, применение внутренней обратной связи в усилителях с выходом на переменном токе часто позволяет снизить общее число полупроводниковых вентилей по сравнению с усилителями с внешней обратной связью.

Из характеристик, приведенных на фиг. VII. 5, *в* видно, что управлять магнитным усилителем можно не только путем изменения сигнала на его входе, но и путем изменения его коэффициента обратной связи. На этой основе и изготовляются быстродействующие магнитные усилители, отличающиеся минимальной инерционностью. Рассмотрим схему, представленную на фиг. VII. 7. Допустим, что зажимы *3* и *4* разомкнуты. Ток не может проходить через вентиль *2*, и схема имеет коэффициент обратной связи, равный единице (пренебрегаем обратным током вентиля *1*), что соответствует максимальному значению тока нагрузки. Если сердечник выполнен из сплава, имеющего прямоугольную форму петли гистерезиса, то максимальное значение тока нагрузки определяется формулой

$$I_{н\max}=\frac{U}{2{,}22R},$$

где U — действующее значение питающего напряжения;

R — активное сопротивление цепи в проводящем направлении.

Если замкнуть зажимы *3* и *4*, то через обмотку w будет проходить переменный ток, не содержащий постоянной составляющей. В этом случае $K_{oc}=0$ и ток нагрузки имеет минимальное значение. Таким образом, путем изменения величины сопротивления R_y, включенного между зажимами *3* и *4*, можно изменять величину тока нагрузки в широких пределах.

Управление величиной тока i_2, проходящего через вентиль *2*, и, следовательно, величиной K_{oc} также может быть осуществлено подачей на зажимы *3* и *4* постоянного напряжения E_y, действующего в непроводящем направлении вентиля *2* (см. фиг. VII. 7, *а*). Очевидно, что при $E_y=0$ ток i_2 имеет максимальное значение и $K_{oc}=0$. Если E_y равно амплитудному значению напряжения источника переменного тока $\sqrt{2}U$, то вентиль *2* оказывается запертым в течение всего периода переменного тока, и $K_{oc}=1$.

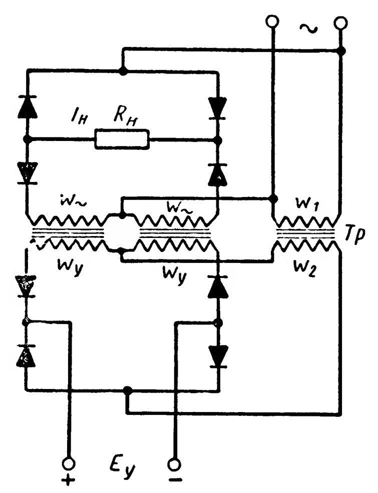
Вместо схемы, представленной на фиг. VII. 7, *а*, может быть использована схема, приведенная на фиг. VII. 7, *б* и отличающаяся от нее лишь тем, что цепь нагрузки и цепь управления разделены. При $\frac{w_y}{w_{\sim}}=\frac{w_2}{w_1}$ обе схемы имеют идентичные свойства.

В схеме на фиг. VII. 7, *в* в качестве управляющего переменного сопротивления R_y использована электронная лампа, на сетку которой подается усиливаемый сигнал e_y. Эта схема отличается простотой, не требует источника постоянного тока и позволяет получать значительное усиление при ничтожной инерционности.

Схема, представленная на фиг. VII. 7, *б*, является однополупериодной. Двухполупериодная схема, обладающая такими же свой-

ствами, приведена на фиг. VII. 8. Через Tp обозначен вспомогательный трансформатор, для которого $\frac{w_2}{w_1} = \frac{w_y}{w_\sim}$.

Важнейшим свойством схем, приведенных на фиг. VII. 7 и VII. 8, является их малая инерционность. Ток нагрузки достигает своего установившегося значения в течение 0,5—1,5 периода переменного тока после подачи сигнала на вход усилителя. Это достигается, однако, существенным снижением коэффициента усиления и повышением мощности, которую необходимо подать на вход усилителя. При одинаковом качестве выпрямителей и сердечников и одинаковом усилении мощности схемы, приведенные на фиг. VII. 6, *б* и VII. 8, имеют примерно одинаковую инерционность.



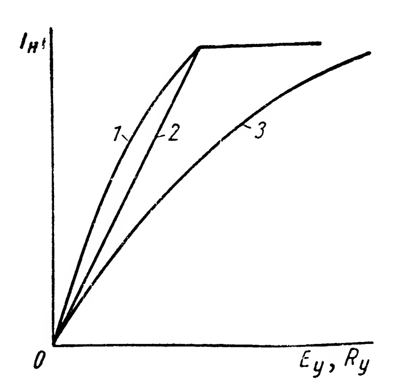
Фиг. VII. 8. Схема быстродействующего двухполупериодного (однотактного) магнитного усилителя.

На фиг. VII. 9 показан характер нагрузочных характеристик магнитных усилителей, выполненных по схемам на фиг. VII. 7 и VII. 8 с сердечниками, имеющими прямоугольную петлю гистерезиса. Кривая *1* изображает зависимость $I_н = f(E_y)$ для усилителя, включенного по схеме на фиг. VII. 7, *а* и *б* или VII. 8 при подаче на вход усилителя напряжения постоянного тока. Если на вход усилителя подается выпрямленное не отфильтрованное напряжение, совпадающее по фазе с напряжением источника питания, то нагрузочная характеристика приобретает вид, соответствующий кривой *2* на фиг. VII. 9. В этом случае зависимость $I_н = f(E_y)$ остается линейной в широких пределах при значительных колебаниях напряжения и частоты источника питания, если цепь управления имеет небольшое активное сопротивление. Кривая 3 представляет собой зависимость $I_н = f(R_y)$ для схем, представленных на фиг. VII. 7 и VII. 8 при $E_y = 0$.

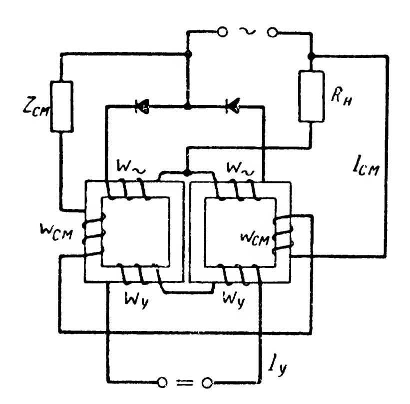
Магнитными усилителями с положительной обратной связью можно управлять не только сигналами постоянного или медленно изменяющегося тока, но и переменным током той же частоты, что и напряжение источника питания. Для этого достаточно поменять местами концы одной из обмоток управления в схемах, приведенных на фиг. VII. 6. Нагрузочные характеристики $I_н = f(I_y)$ усилителя для сигналов постоянного тока и сигналов переменного тока практически совпадают. Однако для сигналов переменного тока входное сопротивление магнитного усилителя резко возрастает, что требует повышения мощности, подаваемой на его вход. Поэтому коэффициент усиления магнитных усилителей для сигналов той же частоты, что и питающего напряжения, обычно в сотни и тысячи раз меньше, чем для сигналов постоянного тока, и редко превышает 10—100. Соот-

ветственно снижается и инерционность усилителя, которая определяется переходными процессами в цепи нагрузки и обычно не превышает 0,5—1,0 периода питающего напряжения.

Непосредственное усиление сигналов переменного тока той же частоты, что и источника питания, наиболее часто используется в двухтактных усилителях. В однотактных и двухтактных магнитных усилителях с положительной обратной связью часто осуществляют смещение переменным током, что позволяет исключить выпрямитель



Фиг. VII. 9. Нагрузочные характеристики быстродействующих магнитных усилителей, выполненных по схемам, приведенным на фиг. VII. 7 и VII. 8.



Фиг. VII. 10. Схемы магнитного усилителя с положительной обратной связью при осуществлении смещения переменным током.

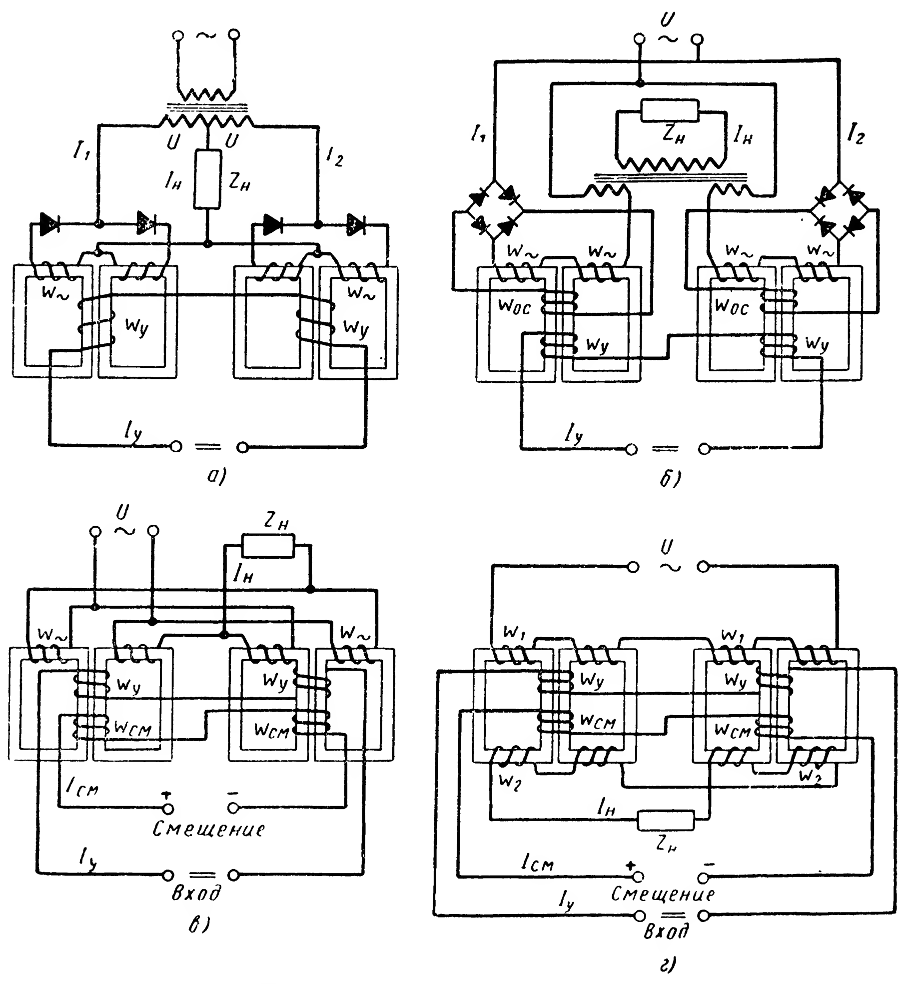
в цепи смещения. На фиг. VII. 10 приведена схема усилителя со смещением переменным током. Величина тока смещения $I_{см}$ устанавливается посредством сопротивления $R_{см}$.

2. ДВУХТАКТНЫЕ (РЕВЕРСИВНЫЕ) МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Схемы с выходом на переменном токе. Усилители применяются главным образом для управления и реверсирования двухфазными асинхронными двигателями, реже для управления однофазными коллекторными двигателями. Двухтактные усилители обычно образуются путем дифференциального включения двух однотактных усилителей так, чтобы усиливаемый сигнал увеличивал ток (или напряжение) на выходе одного из однотактных усилителей и уменьшал ток на выходе другого. При изменении полярности сигнала изменяется фаза выходного напряжения на 180°. Типичные схемы двухтактных усилителей приведены на фиг. VII. 11.

При использовании положительной обратной связи целесообразно применять дифференциальное включение двух дроссельных усилителей (фиг. VII. 11, *а* и *б*), для которых легче осуществить обратную связь. Для усилителей без обратной связи рекомендуется применять мостовое включение обмоток переменного тока двух дроссельных

усилителей (фиг. VII. 11, *в*) или дифференциальное включение двух трансформаторных усилителей (фиг. VII. 11, *г*). В этих схемах для получения реверсивного действия необходимо предусмотреть начальное подмагничивание (смещение $I_{см}$), совпадающее по направлению



Фиг. VII. 11. Схемы двухтактных магнитных усилителей с выходом на переменном токе несущей частоты:

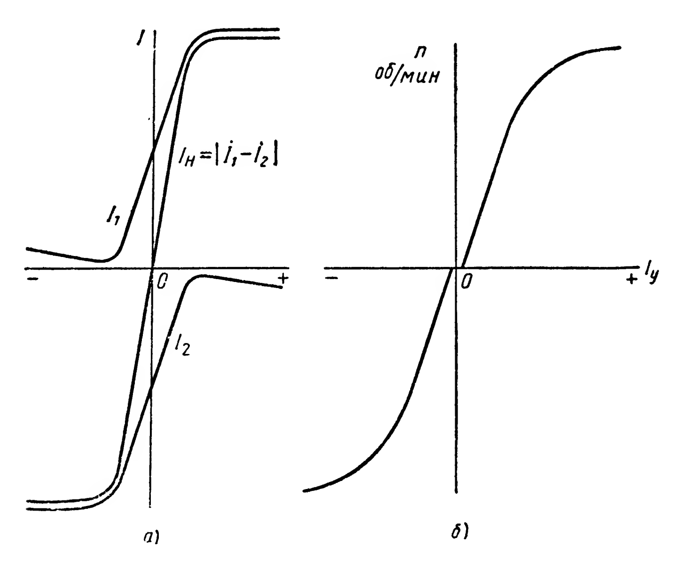
а и *б* — дифференциальные схемы с обратной связью; *в* — мостовая схема; *г* — дифференциальная трансформаторная схема.

в одной паре сердечников с подмагничивающим полем сигнала $I_у$ и имеющее в другой паре противоположное направление.

Мостовая схема выгодно отличается от дифференциальной отсутствием трансформатора. По сравнению с трансформаторной, мостовая схема обладает более высоким к. п. д., так как потери в обмотках переменного тока трансформаторной схемы примерно вдвое больше,

чем в мостовой. Мостовая схема сохраняет свои преимущества лишь в том случае, если напряжение сети в 1,4—2 раза превышает номинальное напряжение нагрузки. Преимущество трансформаторного усилителя (фиг. VII. 11, *г*) состоит в возможности получения на его выходе любого напряжения независимо от напряжения сети.

На фиг. VII. 12, *а* приведена характеристика магнитного усилителя, выполненного по схеме, приведенной на фиг. VII. 11, *а* или VII. 12, *б*. На фиг. VII. 12, *б* показана зависимость числа



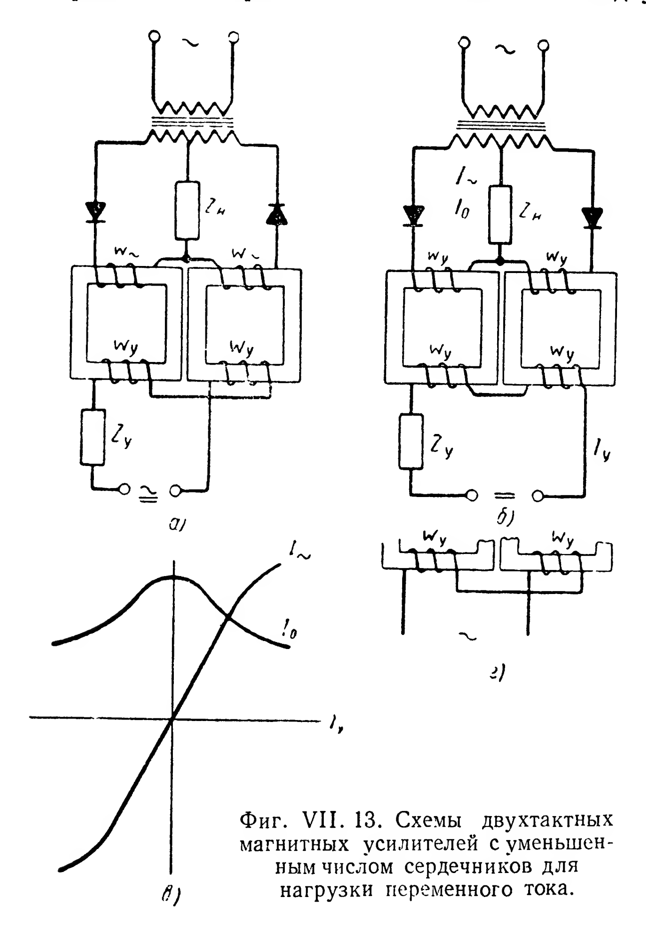
Фиг. VII. 12. Зависимости тока нагрузки двухтактного усилителя и числа оборотов двухфазного двигателя от сигнала:

а — характеристика двухтактного усилителя, выполненного по схеме на фиг. VII. 11, *а* или *б*; *б* — зависимость числа оборотов двухфазного асинхронного двигателя, управляемого таким усилителем, от сигнала $I_у$.

оборотов двухфазного двигателя, управляемого таким усилителем (одна обмотка двигателя подключена к сети), от тока $I_у$ на входе усилителя при постоянном моменте на валу. Эта зависимость в достаточно широких пределах близка к линейной. Двухфазные асинхронные двигатели, управляемые двухтактными магнитными усилителями, широко применяются в устройствах автоматического регулирования благодаря высокой степени надежности привода, обусловленной отсутствием подвижных контактов (щеток и коллектора) и простой конструкции двигателя.

Значительное повышение (до двух-трех раз) коэффициента усиления и мощности на выходе двухтактных усилителей, выполненных по схемам, приведенным на фиг. VII. 11, особенно при реактивной нагрузке, может быть достигнуто частичной настройкой цепи нагрузки в резонанс путем включения емкости последовательно с нагрузкой или параллельно ей.

Двухтактные усилители с положительной обратной связью могут быть использованы для непосредственного усиления сигналов переменного тока той же частоты, что и источника питания. Например, в схеме на фиг. VII. 11, *а* для этого достаточно поменять местами концы обмоток переменного тока на втором и третьем сердечниках усилителя. Переменное напряжение, подаваемое на вход усилителя



Фиг. VII. 13. Схемы двухтактных магнитных усилителей с уменьшенным числом сердечников для нагрузки переменного тока.

(на обмотки w_y), должно находиться в фазе или в противофазе с питающим напряжением. Изменение фазы усиливаемого напряжения на 180° вызывает такое же изменение фазы тока нагрузки.

В схемах на фиг. VII. 11 использованы по четыре сердечника в каждом усилителе для устранения наводок напряжения переменного тока несущей частоты в цепи управления. Для упрощения конструкции или изменения свойств усилителя целесообразно иногда уменьшить число сердечников. В качестве примера на фиг. VII. 13, *а* приведена схема двухтактного дифференциального усилителя с внутренней обратной связью на двух сердечниках. Эта схема полу-

чается из схемы, представленной на фиг. VII. 11, *а*, удалением первого и четвертого сердечников. При отсутствии сигнала на входе усилителя ток нагрузки в схеме на фиг. VII. 13, *а* равен нулю. Усиливаемый сигнал вызывает появление тока на выходе усилителя, полярность которого изменяется при изменении направления сигнала. Ток нагрузки содержит переменную составляющую основной частоты и постоянную составляющую.

На вход усилителя могут быть поданы сигналы постоянного тока, переменного тока или их сочетание без каких-либо переключений обмоток управления.

Недостатком двухтактных схем с уменьшенным числом сердечников является то, что при наличии сигнала на входе усилителя в цепи управления наводится переменное напряжение основной частоты, пропорциональное напряжению нагрузки. Поэтому в цепи управления необходимо включить сопротивление Z_y, ограничивающее величину переменного тока в этой цепи. Это сопротивление снижает коэффициент усиления, который также существенно уменьшается вследствие снижения коэффициента обратной связи, обусловленного трансформацией тока из цепи нагрузки в цепь управления.

В схеме на фиг. VII. 13, *а* оба сердечника в течение некоторой части каждого периода переменного тока находятся в насыщенном состоянии. При этом индуктивность обмоток w_y падает до ничтожного значения и, если Z_y представляет собой активное сопротивление, то ток управления достигает своего установившегося значения мгновенно, а ток нагрузки — в течение 0,5—1,5 периода питающего напряжения.

Если в схеме, приведенной на фиг. VII. 11, *а*, удалить первый и третий сердечники, то получим схему, представленную на фиг. VII. 13, *б*. Эта схема отличается тем, что при отсутствии сигнала на входе усилителя постоянная составляющая тока нагрузки I_0 имеет максимальное значение, а переменная составляющая $I_\sim$ равна нулю. По мере увеличения сигнала постоянная составляющая тока уменьшается, а переменная возрастает (см. фиг. VII. 13, *в*). Если на выходе усилителя включается одна из обмоток двухфазного асинхронного двигателя, то увеличение постоянной составляющей тока I_0 при уменьшении тока управления I_y вызывает дополнительное торможение двигателя, что повышает устойчивость работы следящей системы.

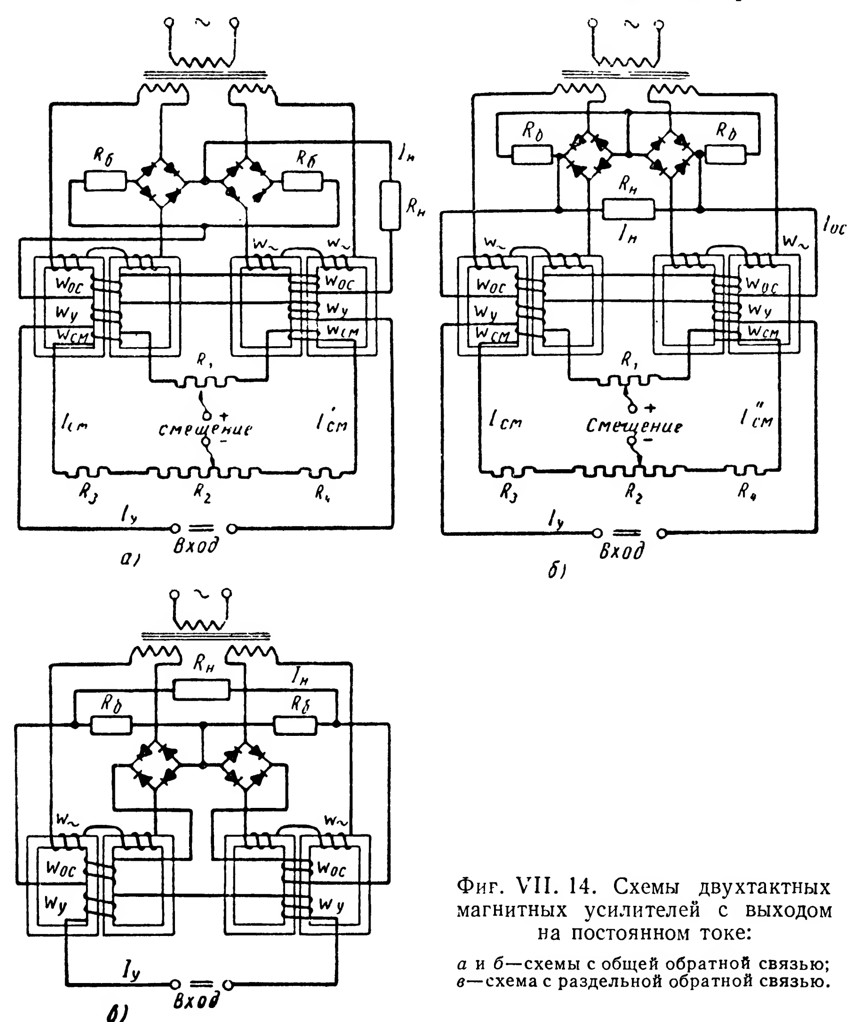
Схема, приведенная на фиг. VII. 13, *б*, работает от сигналов постоянного тока. Для управления усилителя сигналами переменного тока достаточно включить обмотки управления по схеме на фиг. VII. 13, *г*.

Двухтактные магнитные усилители, выполненные по трансформаторным и мостовым схемам (фиг. VII. 11), также могут быть изготовлены на двух сердечниках. При этом в мостовых схемах часто используют внутреннюю обратную связь [20], [21].

Схемы с выходом на постоянном токе. Усилители с выходом на постоянном токе применяются главным образом в качестве первых каскадов многокаскадных усилителей, для возбуждения электромашинных усилителей и генераторов, а также для управления ревер-

сивными двигателями постоянного тока и в качестве измерительных усилителей постоянного тока.

Двухтактные усилители с выходом на постоянном токе наиболее часто выполняются путем соединения выходов двух однотактных усилителей посредством смесительной схемы. Так как рассматри-



Фиг. VII. 14. Схемы двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе:

а и *б*—схемы с общей обратной связью; *в*—схема с раздельной обратной связью.

ваемые усилители содержат полупроводниковые выпрямители, то последние используются и для осуществления положительной обратной связи.

Схемы двухтактных усилителей с выходом на постоянном токе приведены на фиг. VII. 14. Схемы, приведенные на фиг. VII. 14, *а* и *б*, отличаются наличием общей обратной связи, характеризуемой тем, что ток цепи обратной связи изменяется прямо пропорционально

току $I_н$ или напряжению на нагрузке $R_н$. Эти схемы отличаются значительной стабильностью нуля и коэффициента усиления при колебаниях напряжения и частоты источника питания, а также температуры окружающей среды. Они позволяют усиливать сигналы постоянного тока мощностью около 10^{-12} —10^{-10} *вт* и выше.

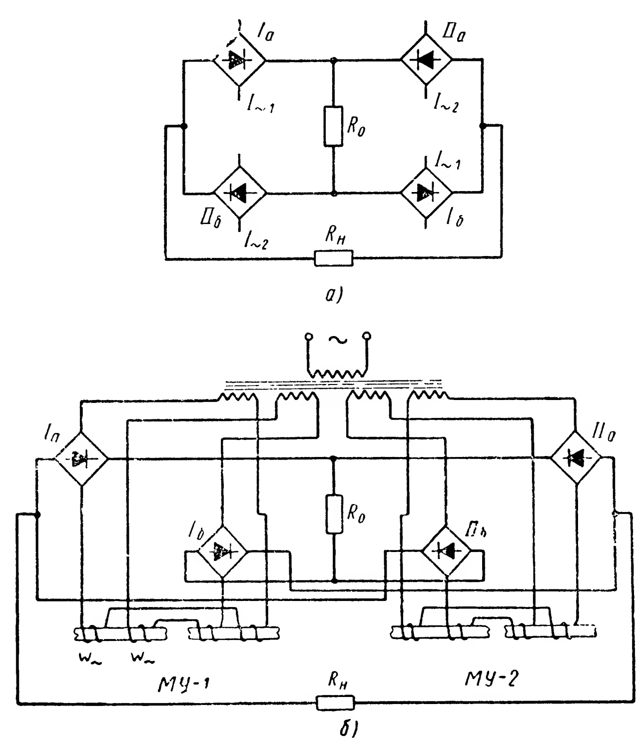
Магнитный усилитель по схеме, приведенной на фиг. VII. 14, *в*, выполнен с раздельной обратной связью, отличающейся тем, что в каждом однотактном усилителе имеется независимая обратная связь. Эта связь в отличие от схем, представленных на фиг. VII. 14, *а* и *б*, продолжает действовать и при отсутствии сигнала на входе усилителя, вследствие чего стабильность нуля усилителей с раздельными цепями обратной связи несколько хуже. Эти усилители позволяют получить нижний порог чувствительности, примерно 10^{-10}—10^{-8} *вт*. Однако применение схемы с раздельными цепями обратной связи (фиг. VII. 14, *в*) позволяет при одинаковых размерах сердечников получить в 100—500 раз большую мощность на выходе усилителя, чем при использовании схемы с общей обратной связью (фиг. VII. 14, *а* и *б*). Это объясняется тем, что максимальная мощность в усилителях с общей обратной связью ограничена полем начального подмагничивания (смещения), без которого такие усилители не могут работать. Напряженность этого поля обычно выбирается из условия получения максимальной стабильности нуля и максимального усиления, а не из условия максимальной мощности.

В схеме, приведенной на фиг. VII. 14, *б*, вместо схемы с параллельной обратной связью может быть применена последовательная обратная связь, а в схеме на фиг. VII. 14, *в* вместо двух однотактных усилителей с внешней обратной связью могут быть использованы два усилителя с внутренней обратной связью, выполненные, например, по схеме, приведенной на фиг. VII. 6, *б*.

Схемы, представленные на фиг. VII. 14, *а* и *б*, рекомендуются лишь для маломощных усилителей, максимальная мощность которых не превышает примерно 0,01—0,05 *вт* (в частности, для первых каскадов многокаскадного усилителя). При бо̀льших значениях мощности следует применять схемы с раздельной обратной связью.

Общим недостатком схем, приведенных на фиг. VII. 14, является их низкий к. п. д. При оптимальных значениях балластных сопротивлений $R_б$ потери в схеме усилителя превышают максимальную полезную мощность на выходе усилителя более чем в 6 раз. Поэтому в тех случаях, когда на выходе усилителя в качестве нагрузки включается обмотка возбуждения генератора (или электромашинного усилителя) или управляющая обмотка следующего магнитного каскада усиления, целесообразно выполнить такую нагрузку с двумя одинаковыми гальванически не связанными обмотками. Это позволяет применить два однотактных усилителя без балластных сопротивлений и трансформаторов. На выходе каждого однотактного усилителя включается одна из обмоток нагрузки так, чтобы результирующее магнитное поле нагрузки было пропорционально разности токов. Эти токи равны по величине при отсутствии сигнала на входе усилителя. Усиливаемый сигнал увеличивает ток на выходе одного

из однотактных усилителей и уменьшает ток на выходе другого. При замене одной обмотки нагрузки двумя одинаковыми дифференциально включенными обмотками, занимающими такой же объем, необходимо повысить мощность усилителя и мощность, подаваемую на нагрузку для создания заданной напряженности поля, в 2—2,5 раза. Поэтому двухтактные схемы с раздельной нагрузкой по существу также отличаются низким к. п. д. (примерно 0,3—0,4).



Фиг. VII. 15. Схема включения нагрузки, обеспечивающая существенное повышение к. п. д. двухтактных усилителей с выходом на постоянном токе.

На фиг. VII. 15, *а* приведена схема включения нагрузки, позволяющая повысить к. п. д. двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе примерно в 3 раза по сравнению со схемами, приведенными на фиг. VII. 14.

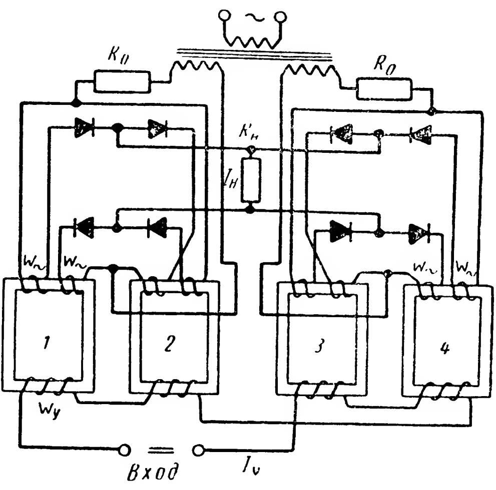
Два выпрямительных моста $I_а$ и $I_б$ включаются на выходе одного из однотактных усилителей, а мосты $II_а$ и $II_б$ — на выходе другого.

Допустим, что при максимальной отдаче величина переменного тока на выходе одного из однотактных усилителей (например, $I_{\sim 1}$) равна практически нулю. Если выбрать вспомогательное сопротивление R_0 равным сопротивлению нагрузки $R_н$, то выпрямленный ток будет проходить лишь через выпрямители $II_а$ и $II_б$ и сопротивления R_0 и $R_н$. На этих сопротивлениях создаются одинаковые по

величине падения напряжения, вследствие чего разность напряжений на выходных зажимах постоянного тока выпрямителей $I_а$ и $I_б$ равна нулю и последние не шунтируют нагрузку. Если пренебречь потерями в выпрямителях, то при $R_0 = R_н$ и при $I_{\sim 2} \gg I_{\sim 1}$ к. п. д. схемы, приведенной на фиг. VII. 15, *а*, равен примерно 0,5. Так как величина тока, проходящего через сопротивление R_0, мало зависит от сигнала на входе усилителя, то вместо R_0 может быть включен какой-нибудь полезный потребитель постоянного тока.

Один из возможных способов включения выпрямительной схемы показан на фиг. VII. 15, *б*, где для простоты не изображены обмотки смещения, управления и обратной связи. Последние включаются последовательно с нагрузкой.

В схеме на фиг. VII. 16, предложенной Р. Х. Бальяном, также введены сопротивления R_0, на которых создается падение напряжения, равного напряжению на нагрузке $R_н$. Этим исключается шунтирующее действие одних выпрямителей по отношению к другим. Усилитель содержит четыре сердечника *1*, *2*, *3* и *4*, каждый из которых, как и в схеме на фиг. VII. 15, *б*, имеет две рабочие обмотки $w_{\sim}$. Обмотки управления включаются таким образом, чтобы усиливаемый сигнал вызывал повышение тока через обмотки $w_{\sim}$ на сердечниках *1* и *4* и уменьшение тока через обмотки $w_{\sim}$ на сердечниках *2* и *3* (или наоборот). При этом в течение одного полупериода питающего напряжения работают сердечники *1* и *2*, а в течение следующего полупериода — сердечники *3* и *4*.



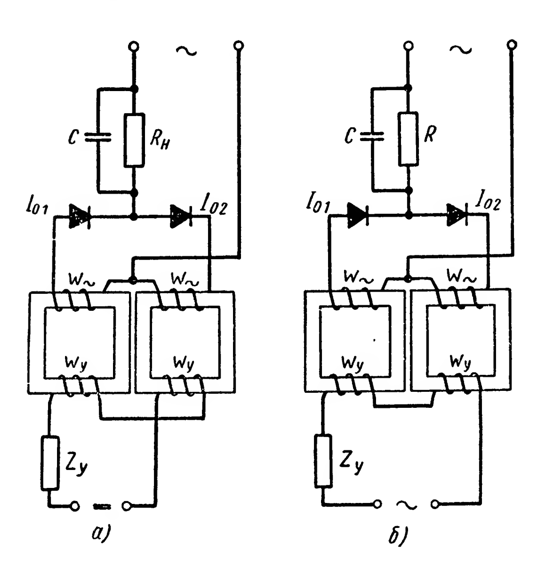
Фиг. VII. 16. Схема двухтактного усилителя с внутренней обратной связью, имеющего повышенный к. п. д. для нагрузки постоянного тока.

Схема, изображенная на фиг. VII. 16, проще схемы, приведенной на фиг. VII. 15, и при применении в последней обратной связи отличается более высоким к. п. д., свойственным схемам с внутренней обратной связью. Максимальный к. п. д. усилителей, выполненных по схеме на фиг. VII. 16, с учетом потерь в выпрямителях, обмотках и сердечниках составляет 30—40%, что примерно в 3 раза выше, чем для схем, приведенных на фиг. VII. 14. Величина сопротивлений R_0 берется равной $R_н$ при активной нагрузке и равной $1{,}4 \frac{U_н}{I_н}$ при нагрузке в виде двигателя постоянного тока.

Вследствие относительно низкого к. п. д. двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе даже при применении

схем, приведенных на фиг. VII. 15 и VII. 16, обычно рекомендуется использовать такие усилители лишь при мощности нагрузки, не превышающей примерно 300—500 *вт*. При большей мощности целесообразно применять электромашинные усилители.

Двухтактные магнитные усилители с выходом на постоянном токе могут быть также выполнены с уменьшенным числом сердечников. Одна из наиболее простых схем приведена на фиг. VII. 17. При отсутствии сигнала на входе усилителя постоянные составляющие токов I_{01} и I_{02}, проходящих через соответствующие вентили в течение различных полупериодов питающего напряжения, равны по величине. Поэтому ток нагрузки не содержит постоянной составляющей. Усиливаемый сигнал вызывает увеличение одного из токов (I_{01}), уменьшение другого (I_{02}) и появление соответствующего постоянного тока на выходе усилителя. Чтобы переменная составляющая тока не проходила через нагрузку, последняя обычно шунтируется емкостью. Схема, приведенная на фиг. VII. 17, *а*, применяется для управляющих сигналов постоянного тока, а схема, приведенная на фиг. VII. 17, *б*, — для управляющих сигналов переменного тока той же частоты, что и источник питания. В обоих случаях необходимо включить значительное сопротивление в цепь управления.

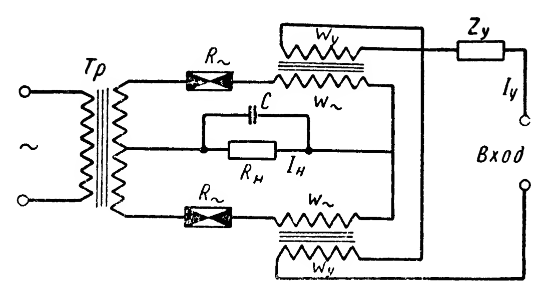


Фиг. VII. 17. Схема двухтактных усилителей с уменьшенным числом сердечников для нагрузки постоянного тока.

На фиг. VII. 18 приведена схема двухтактного магнитного усилителя, действие которого основано на том, что четные гармоники напряжения, появляющиеся на зажимах обмоток $w_\sim$ при наличии сигнала на входе магнитного усилителя, выпрямляются нелинейными сопротивлениями $R_\sim$, имеющими симметричную (нечетную) вольт-амперную характеристику. В качестве таких сопротивлений могут быть использованы карборундовые и другие полупроводниковые сопротивления. При отсутствии четных гармоник напряжения в цепи этих сопротивлений выпрямления не происходит. При изменении фазы четных гармоник на 180°, что бывает при изменении полярности усиливаемого сигнала, изменяется полярность выпрямленного тока и тока нагрузки $I_н$. Для сглаживания этого тока служит емкость C. В цепи управления необходимо включить значительное сопротивление Z_y для токов удвоенной частоты, с тем чтобы цепь

управления не шунтировала цепь нагрузки. Постоянная составляющая тока в обмотках $w_\sim$ создает внутреннюю обратную связь. Усилитель по схеме, приведенной на фиг. VII. 18, обладает небольшим коэффициентом усиления и весьма низким к. п. д., вследствие значительных потерь и неполного выпрямления в нелинейных сопротивлениях $R_\sim$.

Основным преимуществом этого усилителя является низкий порог чувствительности, примерно 10^{-14}—10^{-13} *вт*, который значительно меньше, чем для других двухтактных магнитных усилителей с выходом на постоянном токе. Это объясняется более высокой стабильностью нуля этой схемы, свойственной усилителям с выходом на удвоенной частоте.



Фиг. VII. 18. Схема двухтактного усилителя с выпрямлением четных гармоник нелинейными сопротивлениями.

В двухтактных усилителях обычно следует предусматривать возможность установки нуля тока нагрузки при отсутствии сигнала на входе усилителя. В схемах, приведенных на фиг. VII. 11, *в* и *г*, а также на фиг. VII. 14, *а* и *б*, установка нуля может быть осуществлена путем изменения тока смещения одной или обеих пар сердечников. В остальных схемах (фиг. VII. 11 и VII. 14) установка нуля может быть выполнена изменением коэффициента обратной связи для одной пары сердечников. Однако и в этих схемах целесообразно ввести начальное подмагничивание (смещение) как для установки нуля, так и для выбора оптимальной рабочей точки на характеристике усилителя. Для магнитных усилителей с более низким порогом чувствительности установку нуля удобно осуществить при помощи двух переменных сопротивлений R_1 и R_2, одно из которых служит для грубой, а другое (например, $R_2 \approx 0{,}1 \div 0{,}01\ R_1$) — для точной установки нуля (см. фиг. VII. 14, *а* и *б*). Все сопротивления в цепи смещения должны быть проволочными. Сопротивление R_3 или R_4 может быть выполнено частично из медной или никелевой проволоки для компенсации ухода нуля усилителя при изменении температуры окружающей среды.

Если при изменении температуры на величину $\Delta\theta$ имеет место уход нуля, соответствующий сигналу ΔI_y, то для автоматической компенсации этого ухода нуля достаточно выбрать температурные коэффициенты сопротивлений α_1 и α_2 цепей смещения из условия

$$\alpha_1 - \alpha_2 = \frac{2\Delta I_y w_y}{\Delta\theta I_{см} w_{см}},$$

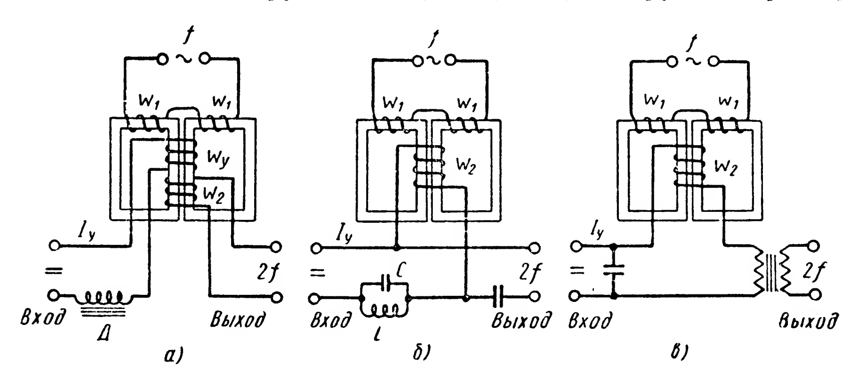
где $I_{см}$ — номинальное значение тока смещения.

Цепь смещения может питаться от сети переменного тока через выпрямительный мостик.

3. УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ (МАГНИТНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ)

Наиболее нижний порог чувствительности имеют магнитные усилители, выполненные по балансным (двухтактным) схемам без выпрямителей. Такие магнитные усилители преобразовывают усиливаемый сигнал постоянного тока в напряжение переменного тока, что облегчает дальнейшее усиление при помощи электронных или полупроводниковых усилителей переменного тока. Поэтому их называют магнитными модуляторами или усилителями напряжения.

Магнитные модуляторы с низким порогом чувствительности разделяются на две группы. Модуляторы первой группы характери-



Фиг. VII. 19. Схемы магнитных модуляторов с удвоением частоты.

зуются тем, что частота напряжения на выходе модулятора совпадает с частотой напряжения источника питания. Модуляторы этого типа выполняются по мостовой или трансформаторной двухтактной схеме или по дифференциальной схеме, но без обратной связи и с начальным подмагничиванием. Обычно следует отдать предпочтение мостовой схеме, на выходе которой целесообразно включить повышающий трансформатор с пермаллоевым сердечником. Для уменьшения напряжения небаланса необходимо предусмотреть возможность весьма плавного изменения индуктивного и активного сопротивлений отдельных плеч моста. Изменение индуктивности осуществляется путем изменения тока смещения, а изменение активного сопротивления — при помощи небольшого переменного проволочного сопротивления, включаемого в одной из вершин моста.

При высоком качестве изготовления и питании стабилизированным напряжением магнитные модуляторы на основной частоте могут обеспечивать нижний порог чувствительности примерно 10^{-13}—10^{-11} *вт* при частоте источника питания 50 *гц* и коэффициенте усиления напряжения примерно 1000—10 000.

Общеизвестно, что при наличии сигнала на входе магнитного усилителя, выполненного по обычной схеме (см. фиг. VII. 1, *а*) на зажимах обмоток управления появляются четные гармоники напряжения, фаза которых изменяется на 180° при изменении полярности сигнала. Это явление лежит в основе построения второй группы

магнитных модуляторов (фиг. VII. 19), характеризуемых тем, что частота напряжения на их выходе превышает частоту напряжения источника питания вдвое.

В схеме на фиг. VII. 19, *а* модулятор имеет раздельные выходную обмотку w_2 и обмотку управления w_y. Дроссель *Д* препятствует прохождению выходного напряжения в цепь усиливаемого сигнала. Схема, приведенная на фиг. VII. 19, *б*, характеризуется параллельным соединением цепей входа и выхода. Здесь фильтр *LC* не пропускает ток удвоенной частоты в цепь управления. При последовательном соединении входной и выходной цепей (фиг. VII. 19, *в*) роль дросселя выполняет первичная обмотка выходного трансформатора.

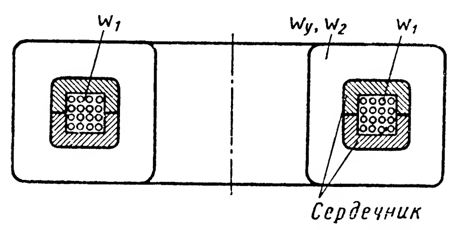
Преимущество магнитных модуляторов с удвоением частоты состоит в том, что никакие колебания напряжения источника питания, различия в размерах и характеристиках сердечников, колебания температуры и т. п. не могут вызвать появления четных гармоник на выходе модулятора при отсутствии сигнала на его входе. Это справедливо при условии, что напряжение источника питания не содержит четных гармоник. Если на выходе модулятора включить узкополосный ламповый усилитель, настроенный на вторую гармонику, то схема будет являться усилителем постоянного тока с весьма стабильным нулем.

Предельное значение нижнего порога чувствительности модуляторов, выполненных по схемам, приведенным на фиг. VII. 19, определяется магнитными шумами и составляет для сердечников из молибденового пермаллоя марки 79НМ или 79НМА или сплава марки 80НХС примерно 10^{-19}—10^{-17} *вт* при полосе пропускания последующего электронного каскада усиления 1 *гц*.

Практическое использование указанного предельного значения нижнего порога чувствительности магнитных модуляторов сопряжело с большими трудностями. Вследствие неизбежных различий в геометрических размерах и магнитных характеристиках отдельных сердечников, на выходе модулятора, даже при отсутствии сигнала, всегда появляется напряжение переменного тока, трансформируемое из первичной цепи. Если источник питания содержит четные гармоники, то они появятся и на выходе модулятора в виде ложного сигнала. При слабых сигналах, близких к нижнему порогу чувствительности модулятора, величина первой гармоники напряжения на его выходе нередко в десятки и сотни тысяч раз превышает величину второй гармоники, обусловленной сигналом, что затрудняет дальнейшее усиление при помощи электронных усилителей. Поэтому при усилении весьма слабых сигналов требуется, наряду с подбором «идентичных» сердечников для модулятора, подавить вторую гармонику в цепи питания и нечетные гармоники (главным образом первую) на выходе модулятора включением соответствующих фильтров.

Существенное уменьшение нежелательных напряжений наводок, появляющихся на выходе модулятора, действующего по принципу удвоения частоты, достигается применением одного сердечника,

намагничиваемого в двух взаимно-перпендикулярных направлениях. Первичная обмотка (возбуждения) модулятора w_1 выполняется в виде многовиткового кольца и помещается внутри тороидального ферритового сердечника, состоящего из двух половинок с кольцевыми пазами (фиг. VII. 20). Переменный ток, проходя по указанной обмотке (w_1), создает магнитное поле, намагничивающее сердечник в поперечном направлении. Обмотки управления w_y и выходная обмотка w_2 наматываются на тороидальном сердечнике обычным образом. Так как ось этих обмоток расположена перпендикулярно направлению магнитного поля, создаваемого током в обмотке w_1, то в них э. д. с. не индуктируется. Если в обмотку управления w_y подать сигнал постоянного тока, создающего продольное поле, то в этой обмотке и в выходной обмотке w_2 будут индуктироваться э. д. с. удвоенной частоты, фаза которых изменяется на 180° при изменении полярности сигнала.



Фиг. VII. 20. Схема магнитного модулятора со взаимно-перпендикулярными полями возбуждения и сигнала.

Низкий порог чувствительности для магнитных модуляторов и двухтактных усилителей достигается, в частности, применением большого количества меди в обмотке управления. Поэтому такие усилители нередко имеют значительную инерционность, характеризуемую постоянной времени цепи управления примерно 0,3—2 сек. Для данного конструктивного варианта усилителя произведение нижнего порога чувствительности и постоянной времени цепи управления является постоянной величиной и не зависит от параметров этой цепи. Уменьшение этого произведения достигается уменьшением размеров сердечников усилителя. В некоторых модуляторах для получения небольшой инерционности при низком пороге чувствительности применяют сердечники, поперечное сечение которых составляет лишь 0,005—0,05 *см*². При этом для увеличения коэффициента усиления и величины отношения сигнала к помехе повышают частоту источника питания до 1—5 *кгц*.

Можно также выполнять магнитные модуляторы с импульсным выходом и импульсным возбуждением, которые по нижнему порогу чувствительности занимают промежуточное положение между модуляторами на основной частоте и с удвоением частоты.

4. МНОГОКАСКАДНЫЕ И МНОГОФАЗНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Для получения необходимого усиления часто применяют каскадное включение нескольких усилителей. Для отдельных каскадов нереверсивного усилителя применяют однотактные схемы (см. фиг. VII. 5 и VII. 6). Схемы, приведенные на фиг. VII. 1, обычно применяются лишь для выходного каскада. В последнем каскаде,

а иногда и в других каскадах необходимо предусмотреть смещение (начальное подмагничивание) для компенсации магнитного поля, обусловленного током холостого хода предыдущего каскада.

В отдельных случаях для уменьшения нижнего порога чувствительности усилителя целесообразно использовать для первого каскада нереверсивного усилителя двухтактную схему (см. фиг. VII. 14, *а* или 15, *б*).

Необходимо шунтировать емкостью обмотки управления каждого каскада (кроме первого) многокаскадного магнитного усилителя. В противном случае э. д. с. удвоенной частоты, индуктируемая в этой обмотке, выпрямляется выпрямителем на выходе предыдущего каскада, что вызывает нарушение нормального режима работы усилителя.

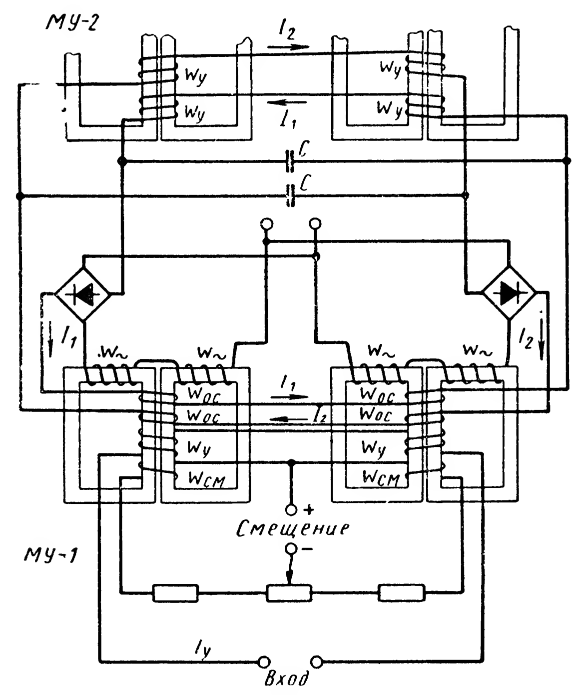
При работе магнитного усилителя с обратной связью на индуктивную нагрузку постоянного тока обычно нарушается линейность нагрузочной характеристики $I_н = f(I_у)$ усилителя. Это вызывается тем, что при индуктивной нагрузке отношение среднего значения выпрямленного тока (и тока обратной связи) к среднему значению переменного тока в обмотках $w_\sim$ усилителя больше единицы и изменяется в зависимости от сигнала на входе усилителя. Коэффициент обратной связи изменяется прямо пропорционально этому отношению. В схемах на фиг. VII. 6, *а*, *б* и VII. 5, *а* при $w_{ос} = w_\sim$ при индуктивной нагрузке усилитель переходит в релейный режим работы, при котором нарушается однозначная зависимость $I_н$ от $I_у$. Поэтому индуктивную нагрузку также рекомендуется шунтировать емкостью, исключающей возможность возникновения режима, при котором отношение средних значений выпрямленного и переменного тока больше единицы.

В однотактных усилителях вместо емкости можно включить однополупериодный выпрямитель параллельно нагрузке в непроводящем направлении.

В двухтактных многокаскадных магнитных усилителях целесообразно предварительные каскады усиления выполнять без балластных сопротивлений, что позволяет увеличивать коэффициент усиления мощности и к. п. д. каждого из предварительных каскадов примерно в 3 раза. На фиг. VII. 21 показано включение обмоток первого каскада усилителя (МУ-1) для случая, когда он выполнен с общей обратной связью. На каждом сердечнике первого каскада имеются две обмотки обратной связи $w_{ос}$, обтекаемые токами I_1 и I_2, которые создают магнитные поля противоположных направлений. При отсутствии сигнала на входе усилителя токи I_1 и I_2 равны и поле обратной связи равно нулю, что и характерно для усилителей с общей обратной связью. Следующий каскад усиления (МУ-2) имеет две обмотки управления, по которым также проходят токи I_1 и I_2 первого каскада. При подаче сигнала на вход первого каскада нарушается равенство токов I_1 и I_2. В первом каскаде появляется поле обратной связи, а во втором — подмагничивающее поле, пропорциональные разности токов $I_1 - I_2$. Конденсаторы C служат для развязки каскадов по четным гармоникам.

Несмотря на преимущества двухтактных схем без балластных сопротивлений, нередко в многокаскадных усилителях применяют схемы с балластными сопротивлениями, так как они содержат меньшее число обмоток и легче поддаются наладке.

В одном многокаскадном усилителе часто целесообразно использовать для отдельных каскадов не только магнитные, но иэлектронные, полупроводниковые или электромашинные усилители. Если, на-

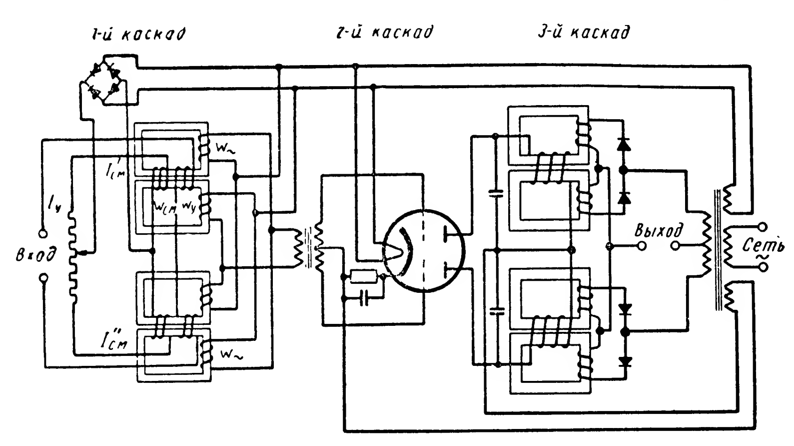


Фиг. VII. 21. Схема включения обмоток двухтактного усилителя с общей обратной связью для образования многокаскадной схемы без балластных сопротивлений.

пример, требуется усиление малых напряжений переменного тока, получаемых от высокоомного датчика, то для первого каскада часто используется электронный усилитель. В этом случае магнитный усилитель включается после выпрямителя, который при необходимости может быть фазочувствительным. Если на выходе усилителя надо получить значительную мощность постоянного тока, изменяющегося по направлению при изменении полярности сигнала, то в качестве выходного каскада целесообразно применять электромашинный усилитель.

В качестве примера на фиг. VII. 22 приведен трехкаскадный усилитель, в котором первым каскадом служит магнитный модулятор. Второй, электронный каскад усиления выполняет также роль фазового дискриминатора. В качестве третьего каскада применен мощный магнитный усилитель с внутренней обратной связью.

В многокаскадных усилителях нередко целесообразно использовать отрицательную обратную связь для стабилизации коэффициента усиления. С этой целью выпрямленный ток или напряжение с выхода последнего каскада подается с соответствующей полярностью на вход первого каскада. Отрицательная обратная связь также широко используется для повышения в сотни и тысячи раз входного сопротивления первого каскада, что достигается подачей выходного выпрямленного напряжения последовательно с усиливаемым сигналом через делитель на вход первого каскада.



Фиг. VII. 22. Схема двухтактного магнитно-электронного усилителя.

Наряду с рассмотренными выше однофазными усилителями, применяются также многофазные магнитные усилители, например, для управления трехфазными асинхронными двигателями в следящих системах, автоматического регулирования скорости таких двигателей и для стабилизации напряжения трехфазных источников питания.

Простейший однотактный трехфазный магнитный усилитель состоит из трех однотактных однофазных магнитных усилителей, обмотки переменного тока $w_{\sim}$ которых включаются в соответствующих фазах последовательно с нагрузкой. Обмотки управления всех однофазных усилителей включаются последовательно или параллельно. Во избежание наводок напряжения переменного тока в цепи управления для каждого однофазного усилителя обычно применяют два сердечника или один трехстержневой сердечник с расположением обмоток переменного тока на крайних стержнях.

В ряде случаев число сердечников можно уменьшить вдвое, применив лишь три двухстержневых или тороидальных сердечника. Если обмотки переменного тока $w_{\sim}$ этих сердечников соединить треугольником, то в обмотке управления, охватывающей все три сердечника, э. д. с. переменного тока не будет индуктироваться. Однако такой усилитель обладает повышенной инерционностью, так как обмотки $w_{\sim}$ образуют короткозамкнутый контур по отношению к обмотке управления. При соединении обмоток переменного тока $w_{\sim}$

звездой усилитель из трех сердечников не имеет повышенной инерционности. В этом случае в цепи управления, даже при отсутствии сигнала, появляются нечетные гармоники тока, кратные третьей гармонике (как в утроителе частоты), которые могут достичь значительных величин.

Для реверсирования трехфазного асинхронного двигателя применяют магнитный усилитель, состоящий из трех двухтактных усилителей. Для маломощных двигателей можно ограничиться лишь двумя двухтактными усилителями. В этом случае одна из фаз двигателя подключается непосредственно к сети, а другие две — на выходе соответствующих двухтактных усилителей.

Трехфазные усилители, как и однофазные, могут быть выполнены с положительной обратной связью. В многокаскадных усилителях лишь выходной каскад должен быть многофазным, а остальные могут быть однофазными.

5. БЕСКОНТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ РЕЛЕ

Любой магнитный усилитель при коэффициенте обратной связи $K_{oc} > 1$ приобретает свойство бесконтактного реле, характеризуемого тем, что при некотором критическом значении тока управления $I_y = I_{cp}$ ток нагрузки $I_н$ скачком увеличивается, а при другом значении $I_y = I_{отп}$ ток нагрузки скачком падает.

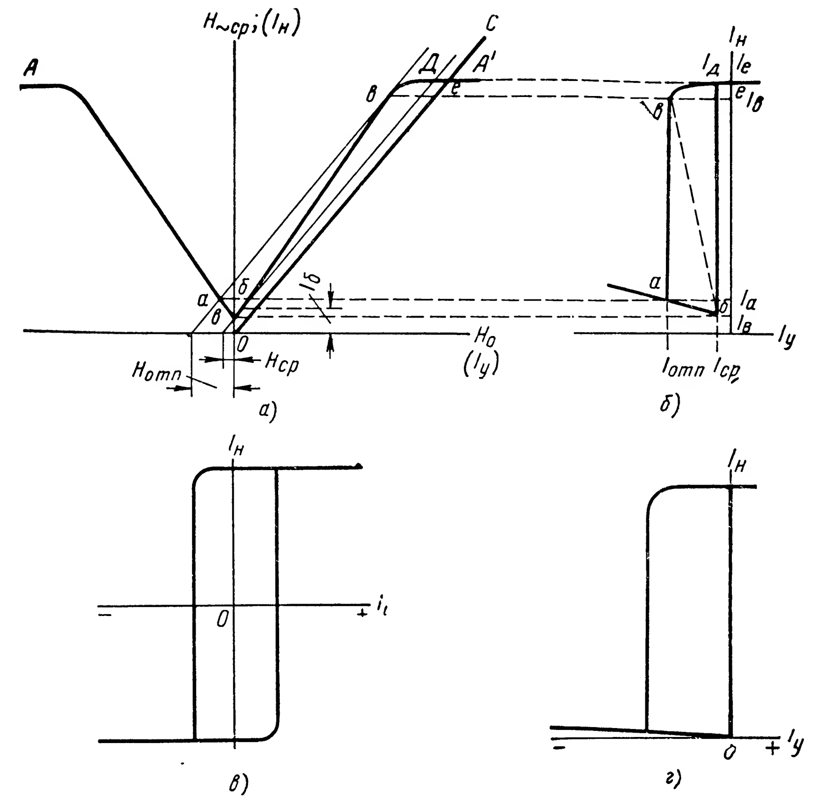
На фиг. VII. 23, *а* представлена характеристика (ABA') усилителя без обратной связи, включенного по схеме на фиг. VII. 5, *а*, причем по оси ординат отложено $H_{\sim cp}$, а по оси абсцисс H_0. В другом масштабе эта кривая представляет собой зависимость $I_н = f(I_y)$. Прямая OC является характеристикой обратной связи, т. е. $H_{oc} = K_{oc} \cdot H_{\sim cp}$. При $K_{oc} > 1$ наклон прямой обратной связи меньше наклона линейной части правой ветви характеристики усилителя ABA'. Точка их пересечения *е* определяет величину тока I_e на выходе усилителя при $I_y = 0$. Усиливаемый сигнал I_y сдвигает прямую обратной связи параллельно оси абсцисс на величину напряженности управляющего поля H_y.

По мере увеличения управляющего поля, направленного навстречу полю обратной связи, ток нагрузки $I_н$ (или $H_{\sim cp}$) сначала плавно уменьшается до значения $I_в$, соответствующего точке касания *в* характеристики усилителя со смещенной прямой обратной связи. При дальнейшем увеличении H_y (I_y) ток нагрузки скачком уменьшается от значения $I_в$ до значения I_a, соответствующего точке пересечения *а* характеристики усилителя со смещенной кривой обратной связи. Дальнейшее увеличение I_y постепенно повышает $I_н$. При уменьшении I_y ток нагрузки плавно уменьшается до некоторого минимального значения, соответствующего пересечению прямой обратной связи с характеристикой ABA' в точке B, затем плавно увеличивается до значения $I_б$. При дальнейшем уменьшении I_y ток нагрузки скачком возрастает до значения $I_д$.

На фиг. VII. 23, *б* показана релейная характеристика для схемы, приведенной на фиг. VII. 5, *а* при $K_{oc} > 1$. Начальным подмагни-

чиванием (смещением) можно изменять величину и знак I_{cp}; при этом разность $I_{cp} - I_{отп}$ не изменяется. Эту разность можно регулировать в широких пределах изменением величины K_{oc}.

На фиг. VII. 23, *в* приведена релейная характеристика для двухтактных схем, изображенных на фиг. VII. 14, *а* и *б* при $K_{oc} > 1$. Эта характеристика подобна характеристике двухпозиционных поляри-



Фиг. VII. 23. Релейные характеристики различных типов магнитных усилителей с обратной связью.

зованных реле с контактами, изменяющими направления тока в управляемой цепи. Если на основе мостовой схемы, представленной на фиг. VII. 11, *в*, осуществить бесконтактное реле путем подачи выпрямленного тока нагрузки в соответствующие обмотки обратной связи, то релейная характеристика получит вид, показанный на фиг. VII. 23, *г*. Такое реле отличается высокой стабильностью тока срабатывания и небольшим током нагрузки в несработавшем состоянии.

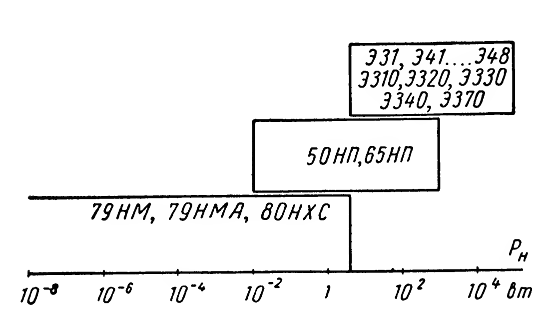
Бесконтактные магнитные реле можно также использовать в качестве высокочувствительных и точных измерительных элементов в релейных системах автоматического регулирования. Легко обеспе-

чить стабильность тока срабатывания бесконтактных реле с точностью до ±1—2% при длительной работе и значительных колебаниях напряжения и частоты источника питания и температуры окружающей среды. Бесконтактные реле могут быть изготовлены на мощность управления примерно 10^{-9}—10^{-8} *вт* и выше. Нередко целесообразно использовать бесконтактные реле большой мощности для управления различного рода исполнительными механизмами.

По сравнению с контактными бесконтактные реле имеют следующие преимущества: надежность, независимость токов срабатывания и отпускания от положения в пространстве, нечувствительность к вибрациям и сотрясениям, низкий порог чувствительности, взрывобезопасность, значительный коэффициент управления, высокая стабильность тока срабатывания (по сравнению с поляризованными реле). К недостаткам бесконтактных реле относятся: значительное запаздывание по сравнению с контактными и электронными реле (при работе на промышленной частоте), зависимость характеристик реле от параметров нагрузки и источника питания, а также наличие лишь одного управляемого канала (одного «контакта»).

6. ОБЩИЕ УКАЗАНИЯ ПО КОНСТРУИРОВАНИЮ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Выбор магнитного сплава. Выбор сплава для сердечников того или иного усилителя определяется мощностью усилителя, частотой источника питания, требуемыми значениями нижнего порога чувствительности, коэффициентом усиления и кратности изменения тока нагрузки, стоимостью сплава и его обработки, количеством выпускаемых усилителей, зависимостью магнитных свойств сплава от температуры и пр.



Фиг. VII. 24. Зависимость области применения различных отечественных магнитных сплавов от мощности усилителя.

На фиг. VII. 24 показана примерная область применения различных отечественных сплавов в зависимости от мощности $P_н$ на выходе усилителя. Для наиболее маломощных магнитных усилителей следует применять магнитные сплавы высокой проницаемости: хромистый пермаллой марки 80НХС и молибденовые пермаллои марок 79НМ и 79НМА. Эти сплавы отличаются минимальным уровнем магнитных шумов и обеспечивают наименьшее значение нижнего порога чувствительности, максимальные коэффициент усиления и кратность изменения тока нагрузки.

По мере увеличения мощности усилителя целесообразно применять сначала железоникелевые сплавы с содержанием 65 и 50% никеля марки 65НП и 50НП, а затем железокремнистую электро-

техническую (трансформаторную) сталь марок Э31, Э41, . . . , Э48, Э310, Э320, Э330, Э340, Э370. Сплавы 65НП и 50НП имеют прямоугольную петлю гистерезиса. Их применение особенно целесообразно для магнитных усилителей с положительной обратной связью, где они позволяют улучшить линейность нагрузочной характеристики и повысить коэффициент усиления и качество усилителя. Сплавы Э310, Э320, Э330, Э340, Э370 являются холоднокатаными и имеют повышенные магнитные свойства вдоль направления проката. Эти сплавы позволяют уменьшить габариты мощных магнитных усилителей на 30—50% по сравнению с горячекатаными электротехническими сталями Э31, Э41, . . . , Э48.

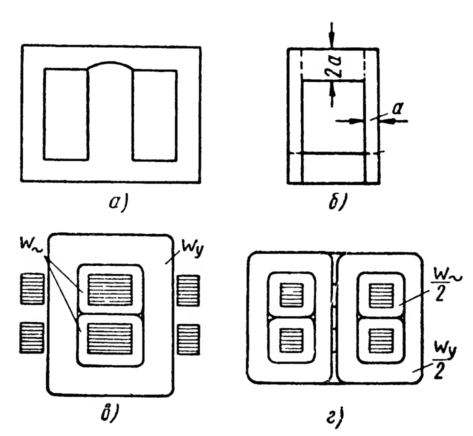
Выбор конструкции сердечников. Однотактный магнитный усилитель, схема которого приведена на фиг. VII. 1, может быть выполнен с двумя или одним многостержневым сердечником. Мощность на выходе усилителя пропорциональна объему тех частей сердечника, по которым проходит основной переменный магнитный поток. Поэтому схемы с двумя сердечниками в отличие от схем с одним сердечником позволяют использовать весь объем стали. В схемах с одним трех- или четырехстержневым сердечником имеются участки магнитопровода, где действует только магнитное поле постоянного тока. У таких усилителей обнаруживается влияние гистерезиса, сказывающееся в том, что зависимость тока нагрузки от тока управления неоднозначна. Кроме того, для таких усилителей эта зависимость менее линейна, чем для усилителя с двумя сердечниками. Поэтому следует, как правило, рекомендовать применение двух сердечников.

Для получения минимального порога чувствительности, максимальной стабильности и наибольшего усиления следует применять тороидальные сердечники, отличающиеся отсутствием воздушных промежутков и рассеяния. Оптимальные размеры тороидов для магнитных усилителей и модуляторов, для которых требуется минимальный порог чувствительности, следующие: внутренний диаметр сердечников $D_в = 15 \div 25$ *мм*; наружный диаметр $D_н = (1{,}2 \div 1{,}4)\, D_в$; высота сердечника $h = \left(\frac{1}{8} \div \frac{1}{4}\right) \cdot (D_н - D_в)$. Для мощных магнитных усилителей рекомендуется выбирать $h = (0{,}5 \div 1{,}5)\ (D_н - D_в)$ и $D_н = (1{,}4 \div 1{,}7)\, D_в$.

Тороиды выполняются из штампованных колец или в виде витых ленточных сердечников. При массовом производстве следует отдать предпочтение ленточным сердечникам, так как их изготовление проще и дешевле, а отходов значительно меньше, чем у наборных сердечников. Магнитные свойства ленточных сердечников также выше, чем наборных, даже для нетекстурованных магнитных сплавов марок 79НМ, 79НМА и 80НХС. Тороидальные сердечники из холоднокатаных сталей и сплава 50НП, имеющих повышенные магнитные свойства вдоль направления проката, могут быть только ленточными. Сердечники из сплава 65НП, приобретающего прямоугольную петлю гистерезиса после отжига в магнитном поле, могут быть собраны из колец.

Витки ленточных сердечников необходимо изолировать друг от друга жаростойкой изоляцией, так как тороиды должны быть отожжены после их навивки. Одним из лучших методов изоляции ленты является нанесение покрытия в коллоидном растворе кремневой кислоты методом катафореза. Широко применяются также химически активные покрытия в виде окиси магния, хрома, кальция, кремния, алюминия и др.

Железоникелевые сплавы высокой проницаемости (молибденовый пермаллой, сплав 80НХС и др.) весьма чувствительны к механическим напряжениям. При нанесении обмоток непосредственно на тороидальный сердечник часто наблюдается уменьшение магнитной проницаемости в 2—4 раза по сравнению со значениями магнитной проницаемости для сердечников, помещенных в защитных каркасах. При изменении температуры магнитная проницаемость сердечника изменяется вследствие увеличения или уменьшения натяжения обмоток, что вызывает уход нуля усилителя. Поэтому тороидальные сердечники для высокостабильных усилителей следует помещать в каркасы, которые могут быть выполнены из пластмассы или немагнитного металла (например, алюминия). При использовании металлических каркасов крышки их необходимо изготовить из изоляционного материала, чтобы не образовался короткозамкнутый виток вокруг сердечника. Торцовые части сердечника следует также изолировать от стенок металлического каркаса.



Фиг. VII. 25. Некоторые типы вырубок и способы выполнения обмоток, применяемые для магнитных усилителей.

Если магнитные усилители презназначены для работы в условиях тряски и вибрации, то целесообразно заливать сердечники воскообразным веществом для защиты их от ударов о стенки каркаса.

В тех случаях, когда обмотки усилителя содержат большое число витков и применение тороидов нецелесообразно по технологическим причинам (значительное время намотки даже при применении специальных намоточных станков), необходимо выбрать такую конструкцию сердечников, которая уменьшает до минимума вредное влияние воздушных (т. е. немагнитных) промежутков в магнитопроводе. Последние значительно увеличивают ток холостого хода и нижний порог чувствительности магнитных усилителей и уменьшают коэффициент усиления.

В случае невозможности или нецелесообразности применения тороидальных сердечников можно рекомендовать сердечники, выполненные из трехстержневых вырубок. Средний стержень выполняется

с просечкой и имеет минимальный воздушный зазор (фиг. VII. 25, *а*). Для однотактного усилителя применяются два таких сердечника. При этом обмотки как постоянного, так и переменного тока помещаются на среднем стержне (фиг. VII. 25, *в*). При применении трехстержневых вырубок значительное ухудшение магнитных свойств сердечников может произойти вследствие прогиба среднего стержня при сборке сердечников. Вредное влияние прогиба тем меньше, чем меньше величина прогиба и толщина d вырубки и чем больше ее высота h. Ниже приведены максимальные значения толщины материала d, которые рекомендуются для трехстержневых вырубок различных размеров с целью уменьшения вредного влияния прогиба среднего стержня на характеристики усилителей с пермаллоевыми сердечниками.

Штамп	М-20	М-30	М-42	М-55	М-65	М-74	М-85	М-102
d в *мм*	$\leqslant$ 0,08	0,10	0,15	0,20	0,25	0,3	0,35	0,35

Примечание. Цифра после М указывает ширину основания штампа.

Существенное уменьшение и даже полное устранение влияния воздушных промежутков может быть достигнуто уменьшением плотности магнитного потока в воздухе путем выполнения сердечников из П-образных вырубок, имеющих расширенное ярмо (фиг. VII. 25, *б*).

Такие вырубки могут применяться не только для сплавов Э31, Э41, . . ., Э48, 79НМ, 79НМА, 80НХС и 65НП, но и для сплава 50НП, имеющего повышенные магнитные свойства в двух взаимно-перпендикулярных направлениях — вдоль и поперек направления проката. Влияние воздушных зазоров уменьшается с уменьшением толщины материала вырубки и соответствующим увеличением их числа.

Для уменьшения влияния зазоров в магнитопроводе необходимо уменьшить толщину слоя изоляции между пластинками сердечников. Хорошие результаты для трансформаторной стали дает применение пластинок с оксидной изоляцией, получаемой в процессе их отжига.

При работе магнитных усилителей на повышенной частоте особое внимание следует уделять правильному выбору толщины магнитного материала. При применении недостаточно тонких материалов наблюдаются существенное увеличение потерь и неполное использование сечения сердечников, обусловленные вихревыми токами. Кроме того, из-за плохого «размагничивания» сердечников усиливается гистерезисный характер зависимости тока нагрузки от тока управления, что повышает нижний порог чувствительности магнитных усилителей.

Для магнитных усилителей с пермаллоевыми сердечниками, работающих на частоте 400—500 *гц*, следует применять вырубки или ленту толщиной 0,05—0,1 *мм*. При повышении частоты источника питания f следует выбирать толщину материала в миллиметрах:

$$d \approx \frac{2}{\sqrt{f}}.$$

Выполнение обмоток. Обмотки тороидальных сердечников следует наматывать равномерно по всей длине сердечника. Сначала на каждом сердечнике наматывается обмотка переменного тока. Такой способ выполнения обмоток применяется и для других типов сердечников (фиг. VII. 25, *в*, *г*).

Путем применения одной общей обмотки постоянного тока для двух сердечников можно снизить расход меди, уменьшить мощность, необходимую для создания заданного подмагничивающего поля, и уменьшить величины э. д. с., индуктируемых в обмотках постоянного тока усилителя. Лишь в отдельных случаях, преимущественно для более мощных усилителей, при значительном нагреве обмоток переменного тока целесообразно применение отдельных обмоток постоянного тока для каждого сердечника с целью улучшения условий охлаждения. В этом случае можно использовать мостовую схему соединения обмоток постоянного и переменного токов (фиг. VII. 1, *д*).

Если для усилителя применяются два двухстержневых сердечника, то для уменьшения рассеяния следует обмотки постоянного и переменного токов каждого сердечника разбить на две последовательно включаемые секции, с тем чтобы на каждом стержне располагалась одна секция постоянного тока и одна секция переменного тока. У магнитных модуляторов, предназначенных для усиления весьма слабых сигналов, необходимо предусмотреть электростатические экраны между обмотками и общий магнитный экран для всего усилителя. Значительное уменьшение влияния внешних магнитных полей достигается точным распределением обмоток по всей длине тороидального сердечника.

Для проектируемых магнитных усилителей, особенно для усилителей с положительной обратной связью, целесообразно предусмотреть небольшие подгоночные обмотки, позволяющие при заданном значении напряжения источника питания изменять величины переменной составляющей магнитной индукции и коэффициента обратной связи. Наиболее гибкая регулировка режима работы магнитного усилителя при минимальном числе обмоток и отпаек достигается путем выбора числа витков подгоночных обмоток в соответствии со следующей геометрической прогрессией: 3^0; 3^1; 3^2; 3^3 и т. д. При этом могут быть применены как согласованные, так и встречные включения отдельных подгоночных обмоток.

Отношение числа витков наименьшей подгоночной обмотки к числу витков основной обмотки определяет точность регулировки.

Регулировку коэффициента обратной связи удобно осуществить включением последовательно с основной обмоткой обратной связи, обеспечивающей K_{oc} в пределах 0,9—1,0, небольшой обмотки, позволяющей увеличить или уменьшить K_{oc} в пределах от 0 до 0,05—0,1. Изменение K_{oc} осуществляется шунтированием дополнительной обмотки проволочным переменным сопротивлением. Такая регулировка позволяет компенсировать изменение характеристики усилителя, обусловленное старением выпрямителей.

Выпрямители. В магнитных усилителях применяются главным образом селеновые, купроксные и германиевые полупроводниковые

выпрямители. Каждый выпрямитель состоит из одного или нескольких вентилей. Купроксные и селеновые вентили имеют значительную междуэлектродную емкость, составляющую примерно 0,01—0,02 *мкф* на 1 $см^2$ поверхности вентиля. Поэтому такие вентили обычно используются на частотах, не превышающих 1000—3000 *гц*. На более высоких частотах применяются германиевые вентили, отличающиеся малой емкостью.

Купроксные и селеновые вентили при одинаковой рабочей площади имеют примерно одинаковые номинальные значения выпрямленного тока. Однако, если для селеновых вентилей длительно допустимое обратное напряжение на вентиль составляет 20—25 *в*, а для некоторых новых типов 50—100 *в*, то для купроксных вентилей оно составляет лишь 8—10 *в*. Поэтому селеновые выпрямители отличаются меньшими габаритами и более высоким к. п. д., чем купроксные.

Предварительно состаренные купроксные выпрямители отличаются более высокой стабильностью во времени, чем селеновые, и пригодны для выпрямления более слабых напряжений. Вследствие этого купроксные выпрямители применяются преимущественно для маломощных магнитных усилителей с низким порогом чувствительности.

В табл. VII. 1 приведены длительно допустимые значения выпрямленного тока для одного вентиля I_{01} и выпрямителя по мостовой схеме $I_{0м}$ для обычных селеновых вентилей (типа ВС) различных диаметров. Указаны также длительно допустимые значения выпрямленного напряжения для одного вентиля U_{01} и для мостовой схемы $U_{0м}$ с одним вентилем в каждом плече. Допустимое выпрямленное напряжение растет прямо пропорционально числу последовательно включенных вентилей в каждой ветви выпрямителя.

Таблица VII. 1

Длительно допустимые значения выпрямленного тока и напряжения для отдельных селеновых вентилей и выпрямительного моста с одним вентилем

Диаметр вентиля в *мм*	Отдельный вентиль		Однофазная схема	
	Выпрямленный ток I_{01} в *а*	Выпрямленное напряжение U_{01} в *в*	Выпрямленный ток $I_{0м}$ в *а*	Выпрямленное напряжение $U_{0м}$ в *в*
18	0,04	6,5	0,075	13
25	0,075	6,5	0,15	13
35	0,15	6,5	0,3	13
45	0,3	6,5	0,6	13
67	0,6	6,5	1,2	13
84	1,2	6,5	2,4	13
100	1,5	6,5	3	13
112	2	6,5	4	13

Для выпрямителей, осуществляющих положительную обратную связь, рекомендуется снизить обратное напряжение на 20—40% по сравнению с допустимыми значениями с целью повышения стабильности усилителя.

В настоящее время выпускается новая серия селеновых вентилей (типа ТВС), у которых допустимые значения обратного и выпрямленного напряжений примерно вдвое выше, чем у обычных (типа ВС).

Для высококачественных магнитных усилителей с положительной обратной связью, выполняемых на сердечниках из сплавов высокой проницаемости или с прямоугольной петлей гистерезиса, часто даже при промышленной частоте целесообразно использовать германиевые плоскостные вентили, которые отличаются высоким к. п. д., большим сопротивлением в непроводящем (обратном) направлении и малым сопротивлением в прямом направлении. При совместном применении плоскостных германиевых вентилей и сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса в усилителях с положительной обратной связью можно получить заданное усиление при минимальной инерционности и максимальной стабильности усилителя.

Основным недостатком плоскостных германиевых диодов является то, что при температуре окружающей среды примерно 50—60° и выше они работают неустойчиво, а допустимые значения обратного напряжения и выпрямленного тока резко снижаются.

В табл. VII. 2 приведены основные параметры (при температуре 20 ± 5°) некоторых типов германиевых диодов, выпускаемых промышленностью.

Таблица VII. 2

Основные параметры германиевых диодов

Тип диода	Номинальное значение выпрямленного тока в однополупериодной схеме I_{01} в *ма*	Прямое падение напряжения при токе I_{01} в *в*, не более	Номинальное амплитудное значение обратного напряжения U_m в *в*	Обратный ток при напряжении U_m в *ма*, не более
ДГЦ-2	25	—	50	0,5
ДГЦ-4	25	—	75	0,8
ДГЦ-6	25	—	100	0,8
ДГЦ-8	50	—	30	0,5
ДГЦ-21	300	0,5	50	0,5
ДГЦ-22	300	0,5	100	0,5
ДГЦ-23	300	0,5	150	0,5
ДГЦ-24	300	0,5	200	0,5
ДГЦ-25	100	0,3	300	0,3
ДГЦ-26	100	0,3	350	0,3
ДГЦ-27	100	0,3	400	0,3

Первые пять диодов являются точечными, а последние семь — плоскостными.

Прямое и обратное сопротивления рассмотренных типов полупроводниковых вентилей в значительной степени зависят от температуры. Поэтому для уменьшения ухода нуля и изменения характеристики магнитного усилителя необходимо предусмотреть температурную компенсацию, которую наиболее легко осуществить соответ-

ствующим подбором температурного коэффициента сопротивлений в цепи смещения. В отдельных случаях требуемая компенсация достигается шунтированием выпрямителя в цепи нагрузки сопротивлением с малым температурным коэффициентом. В настоящее время освоено производство кремниевых диодов, которые могут длительно работать при температуре окружающей среды выше 150°С.

Выбор режима работы магнитных усилителей. Под режимом работы магнитного усилителя обычно понимают начальные значения переменной составляющей магнитной индукции B_m и напряженности постоянного магнитного поля смещения $H_{см}$, которые устанавливаются в сердечниках усилителя при отсутствии сигнала на его входе. При этом для B_m обычно указывается значение, которое соответствует приложению напряжения источника питания U непосредственно к обмоткам переменного тока $w_\sim$ усилителя. Магнитная индукция B_m связана с U известной формулой:

$$U = n \cdot 4{,}44 f w_\sim S B_m \cdot 10^{-8}, \quad \text{(VII. 7)}$$

где S — площадь поперечного сечения одного сердечника;
n — число последовательно соединенных обмоток $w_\sim$.

При параллельном соединении обмоток $w_\sim$ (см. фиг. VII. 1, *в*) и для магнитных усилителей с внутренней обратной связью (фиг. 6, *а*, *б* и *в*) $n = 1$; для однотактных усилителей (см. фиг. VII. 1, *а* и VII. 5) и двухтактных усилителей (см. фиг. VII. 11, *б* и *в*) $n = 2$; для трансформаторной схемы $n = 4$.

Оптимальное значение индукции B_m зависит от мощности и схемы усилителя, применяемых сердечников, требуемого диапазона изменения тока нагрузки и др. Чем больше величина индукции B_m, тем меньше габариты однотактного усилителя при заданном значении выходной мощности. С повышением величины B_m уменьшается влияние гистерезиса, который сказывается в том, что после подачи больших сигналов на вход усилителя наблюдается остаточный уход нуля усилителя. При больших значениях B_m уход нуля из-за гистерезиса совершенно исчезает. Однако при очень больших значениях индукции B_m снижается стабильность усилителя при колебаниях напряжения источника питания, уменьшаются коэффициент усиления и диапазон изменения тока нагрузки и ухудшается линейность нагрузочной характеристики. Максимальный диапазон изменения тока нагрузки, наилучшая линейность и наиболее стабильная работа усилителя при колебаниях питающего напряжения достигаются при выборе такой величины магнитной индукции B_m, при которой магнитная проницаемость сердечников достигает максимума (см. табл. VII. 3).

Меньшие значения величин B_m, приведенные в табл. 3, рекомендуются преимущественно для маломощных усилителей, особенно в тех случаях, когда требуется повышенная стабильность усилителя при колебаниях напряжения источника питания и когда необходимы максимально возможные изменения тока нагрузки. С повышением мощности усилителя следует увеличивать значение B_m для снижения габаритов усилителя. Бóльшие значения магнитной индукции, при-

веденные в табл. 3, применяются главным образом для относительно мощных однотактных усилителей.

Выбор величины напряженности поля смещения $H_{см}$ также зависит от схемы, назначения и мощности магнитного усилителя. При применении молибденового и хромистого пермаллоя (сплавы 79НМ, 79НМА и 80НХС) наиболее стабильная работа и наибольшее усиление для двухтактных усилителей, выполненных по схемам, представленным на фиг. VII. 14, *а* и *б*, и для магнитных модуляторов, выполненных по схемам на фиг. VII. 11, *в*, *г*, достигаются при $H_{см} = 0{,}05 \div 0{,}3$ *э* и при $B_m = 2500 \div 3000$ *гс*.

Таблица VII. 3

Начальные (амплитудные) значения переменной составляющей магнитной индукции B_m

Марки магнитного материала	B_m в *гс*
79НМ	3 000— 5 000
79НМА	2 800— 4 500
80НХС	2 500— 4 000
50НП	9 000—13 000
65НП	8 000—11 000
Э31, Э41, . . . , Э48	8 000—13 000
Э310, Э320, Э330, Э340, Э370	10 000—15 000

Для мощных двухтактных усилителей, сердечники которых изготовляются из горячекатаной или холоднокатаной трансформаторной стали, величина напряженности поля смещения обычно выбирается в пределах 8—50 *э*. С увеличением напряженности $H_{см}$ максимальная мощность усилителя $P_н$ растет прямо пропорционально $H_{см}$, а коэффициент усиления мощности K_p уменьшается обратно пропорционально $H_{см}$; произведение $P_н \cdot K_p$ практически не изменяется.

В однотактных усилителях с обратной связью смещение нередко служит для получения минимального значения тока нагрузки при отсутствии сигнала на входе усилителя. С этой целью для усилителей с внешней обратной связью следует выбирать применительно к схеме на фиг. VII. 5

$$I_{см} w_{см} = I_{xx} w_{oc}, \tag{VII.8}$$

а для усилителей с внутренней обратной связью (см. фиг. VII. 6, *а*, *б* и *в*)

$$I_{см} w_{см} = 0{,}5\ I_{xx} w_{\sim}; \tag{VII. 8'}$$

здесь I_{xx} — минимальное значение тока на выходе усилителя с обратной связью, равное току холостого хода усилителя без обратной связи (среднее значение).

7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В отечественной литературе описаны многочисленные методы расчета различных типов магнитных усилителей. Не имея возможности рассматривать в настоящей работе указанные методы расчета,

ограничимся описанием наиболее простого случая, когда сердечник усилителя задан, а также случая, когда известны параметры однотипного усилителя.

Если имеются готовые сердечники, которые можно использовать для магнитного усилителя, то, выбрав соответствующий рабочий режим, легко определить данные его обмоток. Задаваясь напряжением источника питания U, можно определить число витков обмотки $w_{\sim}$ из формулы (VII. 7). Для однотактных дроссельных усилителей U обычно выбирается в 1,3—1,6, а для двухтактных усилителей, выполненных по схемам на фиг. VII. 11, *а* и *в*, — в 1,4—2 раза выше требуемого максимального напряжения на нагрузке.

В основу выбора размеров сердечников в тех случаях, когда задано минимальное значение тока нагрузки (тока холостого хода) I_{xx}, может быть положена формула

$$V = \frac{UI_{xx}\,10^8}{4{,}5f} \cdot \frac{\mu_{\sim}}{B_m^2}, \qquad \text{(VII. 9)}$$

где V — объем одного сердечника;

U — напряжение источника питания или вторичное напряжение питающего трансформатора, определяемое заданными значениями максимального тока и сопротивления нагрузки;

$\mu_{\sim}$ — магнитная проницаемость сердечников для переменного магнитного потока при начальном значении переменной составляющей индукции B_m и отсутствии постоянного магнитного потока.

В формуле (VII. 9) I_{xx} — среднее (выпрямленное) значение тока. Если задано минимальное действующее значение тока I_{xx} для усилителя с выходом на переменном токе, то необходимо правую часть формулы (VII. 9) разделить на 1,11.

Число витков обмотки внешней обратной связи w_{oc} в схемах, приведенных на фиг. VII. 5, *а*, VII. 11, *б* и VII. 14, *в* берется равным $K_{oc}w_{\sim}$, а в схеме на фиг. VII. 14, *а* берется равным $^1/_2\, K_{oc}w_{\sim}$. При этом целесообразно выбрать с некоторым запасом $K_{oc} = 1{,}0 \div 1{,}05$ и установить необходимое значение коэффициента обратной связи экспериментально, путем шунтирования небольшой части витков обмотки обратной связи сопротивлением.

Задаваясь величиной тока смещения $I_{см}$, исходя из имеющегося источника напряжения постоянного тока, можно определить число витков обмотки смещения для однотактных усилителей из формул (VII. 8) и (VII. 18′), а для двухтактных — по формуле

$$w_{см} = \frac{H_{см}l}{0{,}4\pi I_{см}}, \qquad \text{(VII. 10)}$$

где l — средняя длина сердечника.

Диаметр провода для обмоток $w_{\sim}$, w_{oc} и $w_{см}$ принимают исходя из условий допустимого нагрева. Для упрощения расчета обмоток можно для усилителей мощностью до 100 *вт* принять допустимую плотность тока в указанных обмотках примерно 3 *а/мм*². У маломощных усилителей при определении диаметра обмоточного провода

из условий допустимого нагрева часто оказывается, что сопротивление обмоток $w_{\sim}$ и w_{oc} велико по сравнению с сопротивлением нагрузки. В таких случаях рекомендуется увеличивать диаметр обмоточного провода, с тем чтобы сопротивление обмоток не превышало 10—40% сопротивления нагрузки.

После определения параметров обмоток $w_{\sim}$, w_{oc} и $w_{cм}$ определяют площадь окна сердечника, занимаемую этими обмотками, и находят площадь Q_y той части окна, которая остается на долю обмотки управления. Если задано сопротивление R_y обмоток управления, то число витков w_y и сечение провода q_y этих обмоток могут быть вычислены по формулам

$$w_y = \sqrt{\frac{Q_y R_y \eta_v}{N \rho l_y}} \quad \text{и} \quad q_y = \sqrt{\frac{N Q_v \rho l_y \eta_v}{R_v}}, \qquad \text{(VII. 11)}$$

где N — число последовательно включаемых обмоток управления;
ρ — удельное сопротивление обмоточного провода;
l_y — средняя длина витка;
η_y — коэффициент заполнения обмотки w_y.

Пример приближенного расчета магнитного усилителя. Требуется определить основные конструктивные размеры магнитного усилителя с выходом на постоянном токе, для которого задано $I_{min} = I_{xx} = 3$ *ма*, $R_н = 40$ *ом*, $P_н = 0{,}9$ *вт*, $f = 400$ *гц*, $R_y = 20$ *ом* и $K_p = 5000$. Для получения заданного коэффициента усиления при достаточно низкой постоянной времени следует применять усилитель с положительной обратной связью.

Ввиду небольшой мощности усилителя выберем в качестве первого варианта схему с внешней обратной связью (см. фиг. VII. 5, *а*), отличающейся большой гибкостью.

Максимальные значения тока и напряжения нагрузки равны соответственно

$$I_н = \sqrt{\frac{P_н}{R_н}} = 150 \text{ ма}$$

и

$$U_н = I_н R_н = 6 \text{ в}.$$

Величину напряжения источника питания принимаем приближенно равной $U \approx 1{,}5\ U_н = 9$ *в*.

Для сердечников усилителя принимаем молибденовый пермаллой марки 79НМ толщиной 0,1 *мм*.

В соответствии с рекомендациями, приведенными выше, выбираем значение магнитной индукции для молибденового пермаллоя $B_m = 4500$ *гц*. Для этого значения B_m из кривой намагничивания, снятой на частоте 400 *гц*, можно найти значение $\mu_{\sim} \approx 40\,000$ *гс/э*. Объем одного сердечника определяется из формулы (VII. 9)

$$V = \frac{9 \cdot 3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^8}{4{,}5 \cdot 400} \cdot \frac{4 \cdot 10^8}{4500^2} \approx 3 \text{ см}^3 = 3000 \text{ мм}^3.$$

В связи с необходимостью получения большого коэффициента усиления выбираем тороидальную форму сердечников; при определении их размеров принимаем в первом приближении отношение наружного диаметра $D_н$ к внутреннему $D_в$ равным 1,4. Тогда средняя длина сердечника

$$l = \frac{\pi (D_н + D_в)}{2} = 1{,}2\pi D_в,$$

а ширина кольца

$$a = \frac{1}{2}(D_н - D_в) = 0{,}2D_в.$$

Выбираем высоту сердечника:

$$h = a = 0{,}2D_в.$$

Так как активный объем сердечника

$$V = lah\eta_c = 0{,}15\eta_c D_в^3,$$

где η_c — коэффициент заполнения сердечника, который может быть принят равным 0,85, то

$$D_в = \sqrt[3]{\frac{3000}{0{,}15 \cdot 0{,}85}} = 29 \text{ мм}.$$

Округляем и окончательно принимаем $D_в = 30$ *мм* и $D_н = 1{,}4D_в = 42$ *мм*, что соответствует $l = 11{,}3$ *мм*, $a = 6$ *мм*, $h = 5{,}3$ *мм* и $S = 0{,}27$ *см*².

Для числа витков обмотки $w_\sim$ находим из уравнения (VII. 6):

$$w_\sim = \frac{9 \cdot 10^8}{2 \cdot 4{,}44 \cdot 400 \cdot 0{,}27 \cdot 4500} = 210 \text{ витков}.$$

Число витков обмотки обратной связи принимаем с некоторым запасом, выбирая $K_{oc} = 1{,}05$, т. е.

$$w_{oc} = 1{,}05w_\sim = 220 \text{ витков}.$$

Действующее значение тока в обмотках $w_\sim$ и w_{oc} в 1,11 раза выше $I_н$ и составляет 168 *ма*. Из справочных таблиц видно, что для получения плотности тока не больше 3 *а/мм*² следует выбирать провод диаметром не менее 0,27 *мм*. Поэтому для обмоток $w_\sim$ и w_{oc} выбираем провод диаметром 0,27 *мм* марки ПЭЛШО.

Проверим сопротивление обмоток $w_\sim$ и w_{oc}. Средняя длина l витка обмотки $w_\sim$ равна примерно 3,8 *см*, а средняя длина l_{oc} обмотки w_{oc}, охватывающей оба сердечника, около 6 *см*. Общая длина в метрах обмоточного провода

$$l = \frac{2w_\sim l_\sim + w_{oc} l_{oc}}{100} = 29 \text{ м}.$$

Из таблиц известно, что сопротивление 1 *м* провода диаметром 0,27 *мм* равно 0,306 *ом*. Поэтому суммарное сопротивление обмоток $w_\sim$ и w_{oc} равно $0{,}306 \cdot 29 = 9$ *ом*, что составляет около 23% сопротивления нагрузки. Такое сопротивление обмоток хотя вполне допустимо, однако в некоторых случаях при наличии достаточного места для обмотки управления целесообразно снизить потери в обмотках $w_\sim$ и w_{oc} до примерно 10—15% мощности нагрузки путем повышения диаметра обмоточного провода.

Выбрав число витков обмотки $w_{см} = 50$, получим из формулы (VII. 8)

$$I_{см} = \frac{w_{oc} I_{xx}}{w_{см}} \approx 13 \text{ ма}.$$

Для этой обмотки можно ограничиться проводом диаметром 0,1 *мм* марки ПЭЛШО, для которого плотность тока составляет 2 *а/мм*².

Полезная площадь окна с учетом наличия каркасов у сердечников, междуобмоточной изоляции и неиспользуемой части окна (диаметром около 10 *мм*) составляет $Q_у = 600$ *мм*². Из таблиц видно, что обмотки $w_\sim$, w_{oc} и $w_{см}$ занимают соответственно 26 и 2 *мм*², т. е. бóльшая часть окна остается неиспользованной. При таких условиях целесообразно увеличить диаметр провода обмоток $w_\sim$ и w_{oc} до 0,39 *мм*, при котором сопротивление этих обмоток составляет лишь 4,3 *ом*.

Определив площадь Q_y, которая остается для обмотки управления, находим из формул (VII. 11) число витков и сечение (диаметр) провода для этой обмотки.

Определение параметров магнитного усилителя методом подобия. Часто в результате наладки и экспериментального исследования опытного макета магнитного усилителя удается создать высококачественный усилитель, для которого найдены оптимальные значения сопротивления нагрузки, тока смещения, питающего напряжения и коэффициента обратной связи. Однако параметры опытного макета не всегда соответствуют поставленным требованиям, например максимальная мощность макета может отличаться от требуемого значения мощности, оптимальное питающее напряжение — от напряжения имеющегося источника питания, оптимальное сопротивление нагрузки — от сопротивления имеющейся нагрузки и т. п. Нередко требуется поэтому создать новый магнитный усилитель такого же типа, как и макет, но на другие значения мощности, сопротивления нагрузки, напряжения источника питания и т. д.

Используя для нового усилителя такую же конструкцию сердечников из такого же магнитного материала, как и для макета, и выбирая для них такой же режим работы, какой оказался оптимальным для макета, можно найти все конструктивные параметры нового усилителя, исходя из принципа подобия магнитных усилителей. Предполагается, что новый усилитель выполняется по такой же схеме, как и макет, с одинаковым коэффициентом обратной связи и содержит примерно одинаковые по качеству полупроводниковые выпрямители. Очевидно, в основу определения конструктивных параметров вновь создаваемого усилителя могут быть положены не только параметры опытного макета, но и известные параметры любого однотипного (подобного) усилителя.

Все параметры, относящиеся к макету или к известному усилителю, обозначим индексом 1, а относящиеся к вновь создаваемому усилителю — индексом 2.

Если для нового усилителя требуется получить мощность нагрузки $P_{н2}$, то объем стали его сердечников определяется формулой

$$V_2 = \frac{P_{н2}}{P_{н1}} V_1. \qquad \text{(VII. 12)}$$

По найденному значению V_2 выбирают штамп и определяют размеры нового сердечника, его площадь поперечного сечения S_2 и среднюю длину l_2. Если для макета или усилителя с известными параметрами оптимальное сопротивление нагрузки равнялось $Z_{н1}$, то оптимальное сопротивление нагрузки нового усилителя

$$Z_{н2} = Z_{н1} \frac{l_1 S_2 w^2_{\sim 2}}{l_2 S_1 w^2_{\sim 1}}. \qquad \text{(VII. 13)}$$

Напряжение источника питания нового усилителя может быть определено из выражения

$$U_2 = U_1 \frac{w_{\sim 2} S_2}{w_{\sim 1} S_1}. \qquad \text{(VII. 14)}$$

Для нового усилителя может быть задано либо напряжение источника питания, либо сопротивление нагрузки. Если задано U_2, то из формулы (VII. 14) определяется $w_{\sim 2}$, а из формулы (VII. 13) — оптимальное значение сопротивления нагрузки $Z_{н2}$. Если же задана величина $Z_{н2}$, то $w_{\sim 2}$ определяется из формулы (VII. 13), а U_2 — из формулы (VII. 14). Для обмотки обратной связи

$$w_{oc\,2} = w_{oc\,1} \frac{w_{\sim 2}}{w_{\sim 1}}, \qquad \text{(VII. 15)}$$

а для обмоток смещения

$$w_{см\,2} = w_{см\,1} \frac{l_2 I_{см\,1}}{l_1 I_{см\,2}}. \qquad \text{(VII. 16)}$$

Параметры обмоток управления могут быть вычислены по формулам (VII. 11). Если задано значение тока управления I_{y2}, соответствующее максимальной мощности на выходе усилителя, то число витков обмотки управления определяется формулой

$$w_{y\,2} = w_{y\,1}\,\frac{l_2 I_{y1}}{l_1 I_{y2}}. \qquad \text{(VII. 17)}$$

8. ИНЕРЦИОННОСТЬ МАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И МЕТОДЫ ЕЕ УМЕНЬШЕНИЯ

Инерционность подавляющего большинства магнитных усилителей определяется главным образом отставанием во времени изменения тока в управляющей обмотке i_y от изменения напряжения, подаваемого на вход усилителя. Если источник усиливаемого сигнала обладает активным сопротивлением R_∂ и индуктивностью L_∂, то дифференциальное уравнение управляющей цепи любого магнитного усилителя имеет вид

$$L_\partial \frac{di_y}{dt} + w_y \cdot 10^{-8}\,\frac{d\sum\limits_{n=1}^{N}\Phi_n}{dt} + (R_y + R_\partial)\,i_y = e_y, \qquad \text{(VII. 18)}$$

где e_y — напряжение холостого хода источника усиливаемого сигнала, т. е. напряжение источника при разомкнутой цепи управления;

Φ_n — текущее значение постоянной составляющей магнитного потока в n-м сердечнике усилителя с N сердечниками, на каждом из которых имеется обмотка с числом витков w_y, которая может охватить несколько сердечников. Φ_n может быть представлен в виде суммы

$$\Phi_n = \Phi_{on} + \Delta\Phi_{on},$$

где Φ_{on} — постоянная составляющая магнитного потока при отсутствии сигнала;

$\Delta\Phi_{on}$ — изменение постоянной составляющей потока при подаче сигнала на вход усилителя.

В общем случае $\Delta\Phi_0$ является нелинейной функцией изменения постоянной составляющей напряженности поля ΔH_0. Однако с точностью, достаточной для инженерных расчетов, особенно в области слабых сигналов, можно принять для всех сердечников усилителя

$$\Delta\Phi_0 = S\mu_0 \Delta H_0, \qquad \text{(VII. 19)}$$

где μ_0 — магнитная проницаемость сердечника для постоянной составляющей потока.

Значение μ_0 зависит от величины переменной составляющей индукции $B_\sim$ и повышается с уменьшением $B_\sim$. Повышение сопротивления нагрузки в однотактном усилителе, вызывая снижение $B_\sim$, также приводит к повышению μ_0.

Если постоянное поле создается только током i_y в обмотке управления (обратная связь и другие цепи постоянного тока отсутствуют), то

$$\Delta H_0 = \frac{0{,}4\, \pi w_y i_y}{l}$$

и уравнение (VII. 18) приобретает вид

$$T\frac{di_y}{dt} + i_y = \frac{e_y}{R_y + R_\partial}, \qquad \text{(VII. 20)}$$

где

$$T = \frac{T_y}{1 + \frac{R_\partial}{R_y}} + \frac{T_\partial}{1 + \frac{R_y}{R_\partial}}; \qquad \text{(VII. 21)}$$

здесь $T_\partial = \frac{L_\partial}{R_\partial}$ — постоянная времени датчика, источника входного сигнала;

$$T_y = \frac{0{,}4 \pi w_y^2 N S \mu_0}{R_y l 10^8} \text{ — постоянная времени обмоток управления.} \qquad \text{(VII. 22)}$$

Очевидно, что T_y, так же как и μ_0, зависит от параметров цепи нагрузки.

В случае применения для сердечников сплавов высокой проницаемости или с прямоугольной петлей гистерезиса нетрудно получить для однотактного усилителя (учитывая зависимость μ_0 от параметров цепи нагрузки):

$$T_y = \frac{w_y^2 R}{4 f w_\sim^2 R_y}, \qquad \text{(VII. 23)}$$

где R — сопротивление всей цепи нагрузки.

Постоянная времени магнитного усилителя не является строго постоянной величиной. Она обычно несколько снижается в области больших сигналов. Формула (VII. 23) соответствует линейному участку нагрузочной характеристики усилителя.

Отношение коэффициента усиления мощности K_p к постоянной времени управляющих обмоток принято называть добротностью магнитного усилителя:

$$G = \frac{K_p}{T_y}. \qquad \text{(VII. 24)}$$

Чем выше добротность, тем меньше инерционность усилителя при заданном значении коэффициента усиления мощности.

Для однотактных усилителей без обратной связи, выполненных на высококачественных сердечниках, из формул (VII. 3) и (VII. 23) получим

$$G = 4 f \eta, \qquad \text{(VII. 25)}$$

где $\eta = \frac{R_н}{R}$ — к. п. д. цепи нагрузки.

Если нагрузка включается не через выпрямитель, а на несущей частоте, то правую часть выражения для добротности следует помножить на квадрат коэффициента формы тока нагрузки.

Повышение добротности магнитных усилителей без обратной связи практически может быть достигнуто лишь путем повышения частоты источника питания f. В связи с тем что повышение частоты позволяет также уменьшить габариты усилителя, в устройствах с большим числом магнитных усилителей иногда целесообразно применять специальный источник питания повышенной частоты (генератор, преобразователь и т. п.).

При введении положительной обратной связи постоянная времени T_y повышается, но коэффициент усиления мощности растет еще быстрее и добротность усилителя повышается. Для идеальных однотактных магнитных усилителей с нагрузкой в цепи постоянного тока справедливо

$$G = \frac{4f\eta}{1 - K_{oc}}. \qquad \text{(VII. 26)}$$

т. е. при $K_{oc} \to 1$ $G \to \infty$. Для реальных усилителей с внутренней обратной связью или с внешней обратной связью при $w_{oc} = w_{\sim}$, имеющих номинальное значение $K_{oc} = 1$, добротность G имеет конечную величину, которая тем больше, чем выше качество сердечников и выпрямителей в цепи обратной связи. При этом приближенно можно считать

$$G \equiv R_r \mu_\partial,$$

где R_r — обратное сопротивление полупроводникового выпрямителя в цепи обратной связи, а $\mu_\partial = \frac{dB}{dH}$ — дифференциальная магнитная проницаемость на участках динамической петли гистерезиса, где $B \approx 0$.

Для серийно выпускаемых усилителей нетрудно получить $G \approx \approx 400f$. Наиболее высокие значения добротности G достигаются при применении сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса и германиевых плоскостных диодов в цепи обратной связи.

Постоянная времени обмоток управления магнитного усилителя непосредственно связана с его коэффициентом усиления по напряжению K_U независимо от величины коэффициента обратной связи K_{oc}:

$$T_y = \frac{K_U w_y}{4\eta f w_{\sim}}. \qquad \text{(VII. 27)}$$

Эта формула справедлива для однотактных усилителей с внешней обратной связью. Для усилителей с внутренней обратной связью правую часть формулы (VII. 27) следует увеличивать вдвое.

Изменение напряжения на выходе магнитного усилителя практически не отстает от изменения тока в управляющей обмотке и для линейного участка характеристики усилителя может быть выражено следующим образом:

$$u_н = K_U i_y R_y + U_{xx}, \qquad \text{(VII. 28)}$$

где $u_н$ — текущее значение (среднее или действующее) напряжения нагрузки, а U_{xx} — напряжение холостого хода усилителя.

Для двухтактных усилителей $U_{xx} = 0$. Пренебрегая для простоты величиной U_{xx}, получаем из уравнений (VII. 20) и (VII. 28) следующее дифференциальное уравнение, описывающее схему магнитного усилителя в переходном режиме [1]:

$$T \frac{du_н}{dt} + u_н = K_U \frac{R_y}{R_y + R_д} e_y. \qquad (VII. 29)$$

Таким образом, для практических расчетов однотактный магнитный усилитель можно рассматривать как апериодическое звено, имеющее передаточную функцию вида

$$KW(s) = \frac{K}{Ts+1}, \qquad (VII. 30)$$

где передаточный коэффициент

$$K = \frac{R_y}{R_y + R_д} K_U. \qquad (VII. 31)$$

Если усилитель содержит n обмоток управления, то уравнение (VII. 20) остается справедливым для каждой цепи управления в отдельности, а величина ΔH_0 в формуле (VII. 19) будет определяться суммарным действием токов во всех обмотках управления. В этом случае вместо уравнения (VII. 29) нетрудно получить уравнение магнитного усилителя:

$$T \frac{du_н}{dt} + u_н = \sum_{m=1}^{n} K_{Um} \frac{R_{ym}}{R_{ym} + R_{дm}} e_{ym}, \qquad (VII. 32)$$

где

$$T = \sum_{m=1}^{n} T_m; \qquad (VII. 33)$$

здесь T_m, K_{Um}, R_{ym}, $R_{дm}$ и e_{ym} — соответственно постоянная времени, коэффициент усиления, сопротивления и напряжение сигнала для цепи с индексом m.

В сумму уравнения (VII. 33) следует также включить и постоянные времени других цепей, индуктивно связанных с цепью управления, например постоянную времени цепи смещения и обмоток переменного тока при параллельном соединении последних (см. фиг. VII. 1, *в*). Поэтому для уменьшения инерционности магнитных усилителей необходимо использовать последовательное соединение обмоток $w_\sim$, а в цепи смещения включить значительное сопротивление $R_{см}$, чтобы получить

$$\frac{w_{см}^2}{R_{см}} \ll \frac{w_y^2}{R_y}.$$

---

[1] В тех случаях, когда $U_{xx} \neq 0$, величину $u_н$ в формулах (VII. 29), (VII. 32) и (VII. 34) следует рассматривать как приращение напряжения на нагрузке.

Для многокаскадного усилителя можно составить уравнение (VII. 32) для каждого каскада и получить соответствующее уравнение для всего усилителя. Например, для трехкаскадного усилителя с одним входом нетрудно получить

$$T_1T_2T_3\frac{d^3u_н}{dt^3}+(T_1T_2+T_2T_3+T_3T_1)\frac{d^2u_н}{dt^2}+$$

$$+(T_1+T_2+T_3)\frac{du_н}{dt}+u_н=\frac{R_y}{R_y+R_д}K_{U1}K_{U2}K_{U3}e_y, \quad \text{(VII. 34)}$$

где K_{U1}, K_{U2} и K_{U3} — коэффициенты усиления напряжения соответствующих каскадов;

T_1 — постоянная времени цепи управления первого каскада;

T_2 и T_3 — постоянные времени обмоток управления второго и третьего каскадов.

Если задано напряжение u_y, подаваемое непосредственно на зажимы обмоток управления усилителя, то в правую часть уравнений (VII. 29), (VII. 32) и (VII. 34) надо поставить u_y вместо $\frac{R_y e_y}{R_y+R_д}$, а под T в уравнениях (VII. 29) и (VII. 32) и T_1 в уравнении (VII. 34) слёдует понимать постоянную времени обмоток управления T_y.

С увеличением числа каскадов магнитного усилителя его инерционность существенно уменьшается при заданном значении коэффициента усиления, так как для каждого отдельного каскада можно значительно уменьшить величину K_p и соответствующее значение T. Поэтому для уменьшения инерционности магнитного усилителя при заданном значении коэффициента усиления целесообразно увеличить число каскадов даже в том случае, когда необходимое усиление достигается при меньшем числе каскадов.

Инерционность магнитных усилителей можно уменьшить примерно в 3—10 раз введением гибкой обратной связи, пропорциональной скорости измерения выходного напряжения. Это достигается последовательным подключением сопротивления, емкости и дополнительной обмотки обратной связи к зажимам выпрямителя в цепи нагрузки. Уменьшение инерционности магнитных усилителей также может быть достигнуто включением дифференцирующего контура на входе усилителя, а для схем, представленных на фиг. VII. 5, *а*, VII. 6, VII. 14, *а* и др. — шунтированием нагрузки емкостью, что вызывает появление составляющей тока обратной связи, зависящей от скорости изменения напряжения на нагрузке.

Для стабилизации коэффициента усиления и повышения входного сопротивления многокаскадных усилителей нередко вводят общую отрицательную обратную связь с выхода последнего каскада на вход первого. Снижение длительности переходного процесса до 5 раз может быть достигнуто применением запаздывающей отрицательной обратной связи, путем шунтирования цепи этой связи со стороны выходного каскада значительной емкостью или последовательным включением большой индуктивности. В обоих случаях при резком изменении сигнала, подаваемого на вход усилителя,

отрицательная связь значительно ослабляется, и усилитель работает в форсированном режиме.

Если источник усиливаемого сигнала обладает активным сопротивлением R_∂, то максимальная мощность на входе усилителя для сигналов постоянного тока достигается при $R_y = R_\partial$. Однако для снижения постоянной времени цепи управления часто целесообразно установить $R_y < R_\partial$ путем уменьшения числа витков w_y и соответствующего увеличения диаметра обмоточного провода. Например, при $R_y = 0{,}5R_\partial$ постоянная времени цепи управления снижается в 1,5 раза, а мощность на входе усилителя уменьшается лишь на 11% по сравнению со случаем, когда $R_y = R_\partial$.

Для создания быстродействующих магнитных усилителей, особенно многокаскадных, нередко целесообразно использовать быстродействующие схемы с уменьшенным числом сердечников.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бессонов Л. А., Переходные процессы в нелинейных электрических цепях со сталью, Госэнергоиздат, 1951.
2. Богословский А. С., Графический метод анализа и расчета ферромагнитных усилителей мощности, «Электричество» № 10, 1950.
3. Бальян Р. Х., Двухтактный магнитный усилитель с выходом на постоянном токе, «Автоматика и телемеханика» № 2, 1955, стр. 160—171.
4. Васильева Н. П. и Седых О. А., Расчет дроссельных магнитных усилителей с комплексной нагрузкой, «Автоматика и телемеханика» № 1, 1955.
5. Васильева Н. П., Расчет двухтактных магнитных усилителей мощности, «Автоматика и телемеханика» № 1, 1956, стр. 53—65.
6. Городецкий А. Б., Сравнение некоторых типовых схем магнитных усилителей с внутренней обратной связью, «Автоматика и телемеханика» № 2, 1955, стр. 147—159.
7. Демьянчик А. И., Быстродействующие магнитные усилители для следящих систем с двигателями переменного тока, «Автоматика и телемеханика» № 3, 1956, стр. 250—263.
8. Ефанов А. П., Рейнгольд Ю. Р., Электропривод мощных экскаваторов, «Электричество» № 4, 1956.
9. Ивахненко А. Г., Автоматическое регулирование скорости асинхронных двигателей небольшой мощности, АН УССР, 1953.
10. Иосифьян А. Г. и Каган Б. М., Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1954.
11. Комар В. Г., Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления, Госэнергоиздат, 1952.
12. Негневицкий И. В., Магнитный усилитель в релейном режиме, «Электричество» № 4, 1949, стр. 46—50.
13. Розенблат М. А., Магнитные усилители, «Советское радио», 1956.
14. Розенблат М. А. и Дохман С. А., Бесконтактные магнитные реле, «Автоматика и телемеханика» № 1, 1954.
15. Розенблат М. А., Основы построения магнитных усилителей с низким порогом чувствительности, «Автоматика и телемеханика» № 1, 1956, стр. 66—77.
16. Стром Г. Ф., Магнитные усилители, ИЛ, 1957.
17. Седых О. А., Расчет магнитных усилителей на тороидальных сердечниках, «Автоматика и телемеханика» № 5, 1956, стр. 445—459.
18. Ramey R. A., On the mechanics of magnetic amplifier operation, «Trans. AIEE», vol. 70, 1951, p. 1214—1223, 2124—2128.
19. Geyger W. A., Magnetic amplifiers of the balance type, «Trans. AIEE», vol. 70, 1951, p. 1707—1720.
20. Lufey C.W. and others, An improved magnetic servoamplifier, «Trans. AIEE», vol. 71, 1952, p. 281—289.

ГЛАВА VIII

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Питание исполнительных двигателей в системах автоматического регулирования часто осуществляется с помощью электромашинных усилителей, т. е. таких вращающихся машин, выходная мощность которых (нагрузка) во много раз превышает входную электрическую мощность (мощность управления). Наряду с такими общими технико-экономическими показателями, как габарит, потери энергии, простота изготовления и эксплуатации, надежность в работе, решающую роль для оценки электромашинного усилителя играют его коэффициент усиления (т. е. отношение выходной мощности к входной) и его постоянная времени. В ряде случаев вместо последних двух показателей можно ограничиться при оценке электромашинного усилителя одним — добротностью или отношением коэффициента усиления к постоянной времени.

В качестве простейшего электромашинного усилителя часто применяется обычный генератор постоянного тока с независимым или комбинированным возбуждением, а также каскадное соединение нескольких генераторов. Такие генераторы с комбинированным возбуждением, обладающие достаточно большой добротностью, в частности насыщенный электромашинный регулятор («регулекс») и электромашинный усилитель с критическим самовозбуждением («рототрол»), получили в схемах автоматического регулирования довольно широкое распространение. Существенным недостатком генератора с независимым возбуждением, ограничивающим область его применения, несмотря на простоту, компактность и дешевизну, является малый коэффициент усиления.

Высокой добротностью, порядка 10^4 и больше, при хороших прочих показателях обладает двухступенчатый электромашинный усилитель типа рапидин, представляющий собой объединенные общим корпусом и валом две машины: сильно использованный компенсированный четырех- или шестиполюсный генератор и возбудитель к генератору, имеющий примерно такие же активные размеры и соответственно очень слабо использованный. Шихтованные полюса и ярмо рапидина уменьшают постоянную времени и остаточный магнетизм, а относительно высокое напряжение якоря возбудителя рапидина уменьшает чувствительность к нелинейности падения напряжения

под щетками возбудителя, что особенно благоприятно сказывается в низшем диапазоне скоростей исполнительного двигателя.

Для повышения компактности двухступенчатого электромашинного усилителя обе ступени могут быть объединены не только общим корпусом, но и общей магнитной системой. К такой категории электромашинных усилителей относятся магнавольт, усилитель продольного поля и электромашинные усилители с поперечным возбуждением, широко распространенный амплидин и магникон.

В магнавольте совмещены две машины, отношение чисел полюсов которых четное. Электрические цепи якорей обеих ступеней магнавольта не имеют ни гальванической, ни непосредственной магнитной связи. Одна из ступеней магнавольта используется в качестве возбудителя для второй ступени.

В усилителе продольного поля, выполняемом с четырьмя или более полюсами, небольшая несимметрия ампер-витков возбуждения, созданная цепью управления, вызывает в петлевой обмотке якоря (при отсутствии эквипотенциальных соединений) уравнительный ток, используемый для создания магнитного поля второй ступени. Этот принцип работы может быть использован для создания не только двухступенчатых, но и трехступенчатых и других усилителей продольного поля.

Электромашинные усилители поперечного поля типа амплидин также используют для возбуждения главного магнитного поля второй ступени ток, протекающий по обмотке якоря благодаря замыканию накоротко щеток, расположенных на оси, перпендикулярной к направлению магнитного поля первой ступени усилителя. Благодаря малому сопротивлению короткозамкнутой цепи якоря для создания в его обмотке такого тока, который необходим для получения номинального магнитного поля, требуется очень малая э. д. с. и соответственно весьма малая мощность управления. Амплидины выполняют с шихтованным ярмом и с распределенной компенсационной обмоткой.

Работа электромашинного усилителя типа магникон основана на том же принципе, что и работа амплидина. Важнейшим отличием магникона от амплидина является выполнение обмотки якоря магникона с шагом, примерно равным половине полюсного деления. Это дает более благоприятную форму кривой поля реакции якоря и большее разделение магнитных полей обеих ступеней магникона и позволяет выполнить компенсационную обмотку магникона сосредоточенной.

Однако уменьшение шага обмотки якоря магникона приводит к соответствующему увеличению габарита машины по сравнению с габаритом амплидина.

1. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ (ЭМУ) С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Простейшим типом электромашинного усилителя с независимым возбуждением является обычный генератор постоянного тока.

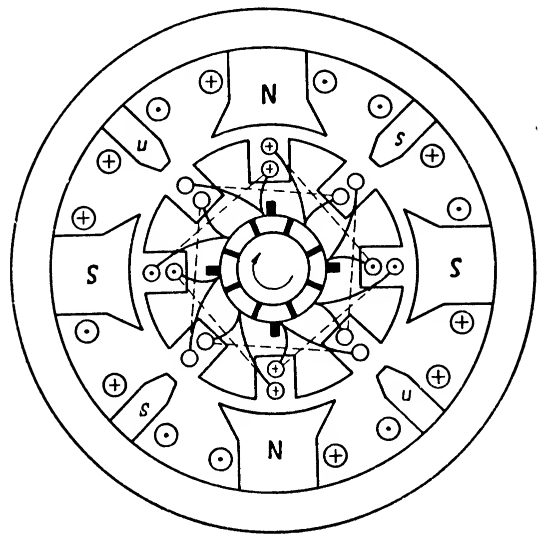
Если якорь генератора поместить в магнитное поле, создаваемое главными полюсами, и вращать его с постоянной скоростью, то в об-

мотке якоря будет наводиться э. д. с., которая может быть использована для питания энергией нагрузки, подключаемой к клеммам якоря.

Чтобы улучшить условия коммутации, генератор снабжают дополнительными полюсами, полярность которых должна совпадать с полярностью главных полюсов, следующих по направлению вращения.

Пунктирная стрелка (фиг. VIII. 1) показывает направление вращения, которое должна иметь машина при работе генератором.

Основные данные таких машин содержатся в каталогах машин постоянного тока, пригодных для использования в качестве двигателей и генераторов. В этих каталогах данные электродвигателей и генераторов различны, вследствие того что при одной и той же скорости обмотки якоря имеют разное число витков.



Фиг. VIII. 1. Принципиальная схема направления токов в генераторе постоянного тока.

Это объясняется тем, что в соответствии с ГОСТом напряжение генераторов отличается от напряжения двигателей. Так, например, если генератор дает напряжение 230 *в*, то соответствующий двигатель должен питаться от сети 220 *в*. Кроме того, генератор должен иметь запас по возбуждению.

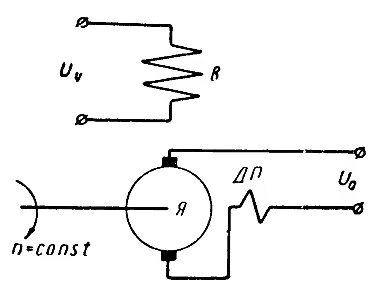
Следовательно, при заданном числе оборотов обмотка якоря генератора должна иметь больше витков, чем обмотка якоря двигателя, вследствие различия номинальных напряжений, падения напряжения в якоре и под щетками, и необходимости регулирования возбуждения генератора.

Обмотка возбуждения *B* (фиг. VIII. 2) питается от управляющего напряжения U_y, которое может изменять свою величину и полярность. В якоре, вращающемся с постоянной скоростью ($n = \mathrm{const}$), наводится э. д. с., величина и полярность которой зависят от U_y. Если якорь нагружен на некоторое сопротивление, то на его зажимах действует напряжение U_a, которое меньше э. д. с. якоря на величину падения напряжения в обмотках, входящих в цепь якоря, и в переходном сопротивлении щеточного контакта.

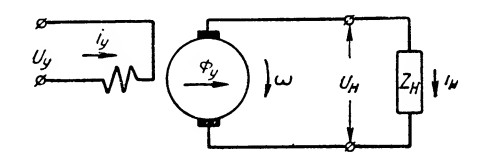
Усилитель имеет обмотку управления (обмотку возбуждения генератора) и якорную обмотку. Якорь принудительно вращается отдельным двигателем (фиг. VIII. 3).

При подаче на обмотку управления напряжения U_y в усилителе возникает магнитный поток Φ_y. В обмотках ротора наводится э. д. с., которая снимается со щеток и подается на нагрузку.

Электромашинный усилитель с независимым возбуждением позволяет управлять значительными мощностями на нагрузке при затрате мощности в обмотке управления, составляющей примерно 1—5% от его номинальной мощности.



Одной из основных характеристик электромашинных усилителей является коэффициент усиления по



Фиг. VIII. 2. Электрическая схема генератора с независимым возбуждением.

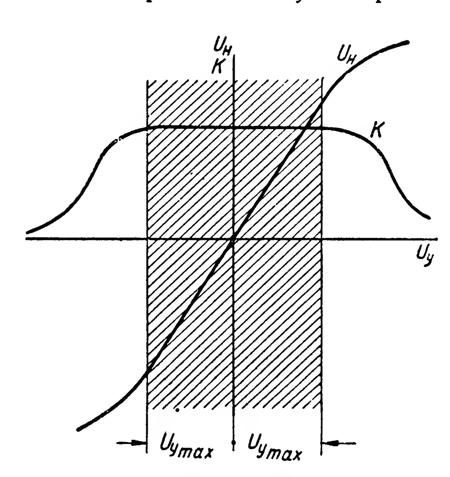
Фиг. VIII. 3. Схема усилителя с управлением по продольной оси.

мощности, представляющий собой отношение мощности $P_{вых}$ на выходе усилителя (на нагрузке) к мощности $P_{вх}$ на входе (в обмотке управления), т. е.

$$k = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \qquad \text{(VIII. 1)}$$

Из кривой зависимости коэффициента усиления k от управляющего напряжения U_y и кривой зависимости напряжения на нагрузке $U_н$ от U_y (фиг. VIII. 4) видно, что коэффициент усиления имеет максимальное значение лишь в том случае, когда величина управляющего напряжения удовлетворяет неравенству

$$U_y \leqslant U_{y\,\max}. \qquad \text{(VIII. 2)}$$



Фиг. VIII. 4. Кривые зависимости коэффициента усиления k и напряжения на нагрузке $U_н$ от управляющего напряжения U_y.

Обычно коэффициент усиления в этих усилителях малой мощности не превышает величины 20, а в усилителях больших мощностей иногда достигает величины 100.

Величину коэффициента усиления усилителя в случае, если выполняется неравенство (VIII. 2), можно определить из уравнения

$$k = \frac{C_0^2}{r_y} \cdot \frac{r_н}{(r_н + r_я)^2}, \qquad \text{(VIII. 3)}$$

где $r_н$ — активное сопротивление нагрузки;

$r_я$ — активное сопротивление якорной обмотки;

r_y — активное сопротивление обмотки управления;

C_0 — коэффициент пропорциональности между э. д. с. в обмотке якоря и током в обмотке управления

$$E_{вых} = C_0 I_y;$$

$$C_0 = 2\pi \frac{p}{a} \omega q w_y N; \qquad \text{(VIII. 4)}$$

здесь q — магнитная проводимость по оси щеток усилителя в *омсек*;
w_y — количество витков обмотки управления на полюс;
p — число пар полюсов;
a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря;
ω — скорость вращения якоря в сек. $^{-1}$;
N — число проводников якоря.

Если учесть, что

$$\frac{q w_y^2}{r_y} = T_y, \qquad \text{(VIII. 5)}$$

где T_y — постоянная времени обмотки управления, то уравнение (VIII. 3) можно записать в виде

$$k = T_y C_t^2 \frac{r_н}{(r_н + r_я)^2}; \qquad \text{(VIII. 6)}$$

здесь

$$C_t = 2\pi \sqrt{q} \frac{p}{a} \omega N. \qquad \text{(VIII. 7)}$$

Из уравнений (VIII. 3), (VIII. 4) и (VIII. 6) следует, что коэффициент усиления зависит как от параметров усилителя и скорости вращения якоря, так и от параметров нагрузки.

Передаточная функция. Выражение для передаточной функции машины постоянного тока с независимым возбуждением для режимов, когда нагрузочный ток ограничивается примерно трехкратным значением, можно получить, принимая следующие допущения:

а) заменяем кривую намагничивания спрямленной характеристикой;

б) пренебрегаем вихревыми токами в массивных частях магнитной системы машины;

в) пренебрегаем влиянием реакции якоря;

г) предполагаем, что момент нагрузочного сопротивления на валу изменяется линейно в зависимости от скорости.

Такая передаточная функция при введении поправки на влияние вихревых токов в массивных частях магнитопровода позволяет практически производить расчет устойчивости и динамики привода при малых отклонениях от положения равновесия.

Размагничивающее действие вихревых токов в массивных частях магнитопровода замедляет переходный процесс в обмотке управления генератора. Учет вихревых токов для уточнения передаточной функции слишком сложен, поэтому для обоснования принимаемых допущений рассмотрим лишь качественную сторону явления. Заменим массивный магнитопровод эквивалентным короткозамкнутым кон-

туром и представим схему обмотки управления в виде двух индуктивно связанных контуров (фиг. VIII. 5).

Допустим, что внутреннее сопротивление источника равно нулю и напряжение на его клеммах составляет $U_в$.

Введем следующие обозначения:

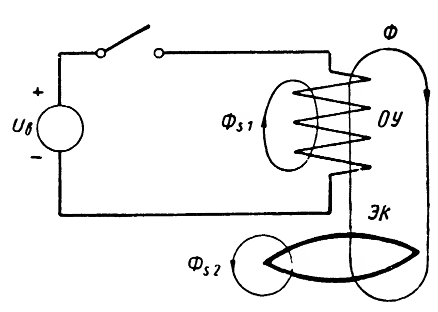
M — взаимная индуктивность;

L_y — индуктивность обмотки управления;

$L_к$ — индуктивность короткого замыкания контура;

r_y — активное сопротивление обмотки управления;

$r_к$ — активное сопротивление короткого замыкания контура.



Фиг. VIII. 5. Принципиальная схема контуров размагничивающих токов:

$Ф_{s1}$ — поток рассеяния обмотки управления; $Ф_{s2}$ — поток рассеяния вторичного контура; Ф — поток главного полюса; *ОУ* — обмотка управления; *ЭК* — эквивалентный контур.

Уравнения напряжений будут

$$r_y i_y + L_y \frac{di_y}{dt} + M \frac{di_к}{dt} = U_в;$$

$$M \frac{di_y}{dt} + r_к i_к + L_к \frac{di_к}{dt} = 0;$$

$$(r_y + pL_y) I_y + pMI_к = U_в;$$

$$pMI_y + (r_к + pL_к) I_к = 0.$$

Пусть

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_y L_к};$$

$$\frac{L_y}{r_y} = T_1 = \frac{1}{\delta_1}; \quad \frac{L_к}{r_к} = T_2 = \frac{1}{\delta_2};$$

$$\frac{M}{\sqrt{L_y L_к}} = k;$$

тогда ток в цепи управления $I_y(p)$ и ток в эквивалентном короткозамкнутом контуре $I_к(p)$ соответственно равны

$$I_y(p) = L[i_y(t)] = \frac{U_в(\delta_2 + p)}{L_y[\sigma p^2 + (\delta_1 + \delta_2)p + \delta_1\delta_2]},$$

$$I_к(p) = L[i_к(t)] = \frac{U_в M}{L_y L_к} \cdot \frac{p}{[\sigma p^2 + (\delta_1 + \delta_2)p + \delta_1\delta_2]}.$$

Корни знаменателя будут

$$\lambda_{1,2} = \frac{-(\delta_1 + \delta_2) \pm \sqrt{(\delta_1 - \delta_2)^2 + 4k^2\delta_1\delta_2}}{2\sigma} = \frac{-\delta_1 - \delta_2 + b}{2\sigma}.$$

а выражения для токов

$$i_y(t) = \frac{U_в}{r_y} + \frac{U_в}{L_y b}\left[\frac{\lambda_1 + \delta_2}{\lambda_1} e^{\lambda_1 t} + \left(-\frac{\lambda_2 + \delta_2}{\lambda_2}\right) e^{\lambda_2 t}\right],$$

$$i_к(t) = \frac{M_в M}{L_y L_к b}\left[\left(e^{\lambda_1 t}\right) + e^{\lambda_2 t}\right].$$

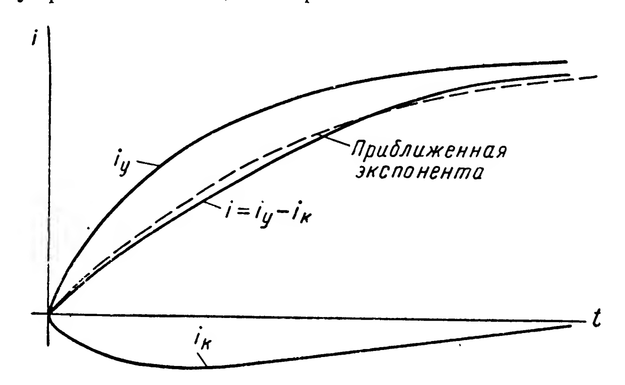
Корни λ_1 и λ_2 для машин постоянного тока действительны и отрицательны и кривые токов i_y и $i_к$ в переходном процессе имеют вид, изображенный на фиг. VIII. 6.

Магнитный поток Ф главных полюсов определяется результирующим током

$$i = i_y - i'_\kappa,$$

где i'_κ — ток i_κ, приведенный к числу витков обмотки управления.

Очевидно, результирующий ток i нарастает значительно медленнее, чем ток управления i_y без учета размагничивающего действия вихревых токов. Учет размагничивающего действия вихревых токов целесообразно производить увеличивая постоянную времени цепи управления в 1,5—2 раза.



Фиг. VIII. 6. Процесс нарастания тока в обмотке управления.

Если в качестве величины на выходе рассматривать результирующий ток, то из уравнений для $I_y(p)$ и $I_\kappa(p)$ передаточная функция представится выражением

$$\frac{I}{U_в} = \frac{k(1+\tau_1 p)}{(T^2p^2 + 2\zeta p + 1)},$$

где

$$T = \sqrt{\frac{\sigma}{\delta_1 \delta_2}};$$

$$\zeta = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2\sqrt{\sigma \delta_1 \delta_2}}.$$

Это выражение с известным приближением может быть заменено более простым

$$\frac{I}{U_в} = \frac{k}{1 + T_y p},$$

где T_y определяется из эквивалентной экспоненты (см. фиг. VIII. 6).

Это допущение обосновано тем, что коэффициент демпфирования $\zeta > 1$ и трехчлен знаменателя распадается на два действительных множителя. Постоянная времени, входящая в состав одного из множителей, близка к постоянной времени T_1 (числителя). В результате сокращения получаем приближенную формулу для $\frac{I}{U_в}$.

Таким образом, электромашинные усилители с независимым возбуждением можно представить в виде апериодического звена (фиг. VIII. 7) с постоянной времени, равной постоянной времени обмотки управления.

Последняя составляет для усилителей различных мощностей от нескольких сотых до нескольких десятых секунды.

Мгновенные значения магнитного потока главных полюсов пропорциональны мгновенным значениям результирующего тока возбуждения $i = i_y - i'_к$.

Фиг. VIII. 7. Упрощенная структурная схема усилителя с управлением по продольной оси без обратных связей.

В свою очередь, э. д. с. вращения, наводимая в обмотке якоря генератора, пропорциональна потоку, поэтому при переходных процессах э. д. с. вращения изменяется так же, как ток i.

В структурной схеме генератора целесообразно за выходную величину принимать ток нагрузки $i_н$.

Пользуясь ранее введенным обозначением для сопротивления нагрузки $r_н$, для напряжения на клеммах генератора получаем $U_н = i_н r_н$.

Обозначим индуктивность цепи якоря $L_я$, получим уравнение напряжений цепи якоря и нагрузки:

$$M_н = i_н r_н = E_г - i_н (r_я + pL_я) = E_г - i_н r_я (1 + T_г p),$$

где $T_г = \frac{L_я}{r_я}$ — постоянная времени и $E_г$ — э. д. с. генератора.

Передаточная функция

$$\frac{i_н}{E_г} = \frac{\frac{1}{r_н}}{1 + \frac{1}{r_н} r_я (1 + T_г p)} = \frac{1}{(r_н + r_я)(1 + T_н p)},$$

где $T_н = \frac{L_я}{r_н + r_я}$.

Передаточная функция всей схемы генератора с нагрузкой (фиг. VIII. 8) находится из уравнения

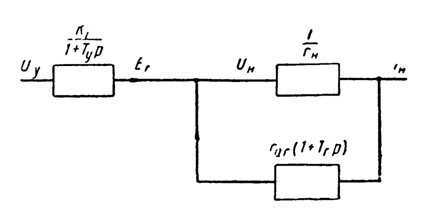
$$\frac{i_н}{U_y} = \frac{\frac{k_г}{r_н + r_я}}{(1 + T_y p)(1 + T_н p)},$$

где $k_г = \frac{E_г}{U_y}$ — коэффициент усиления по напряжению.

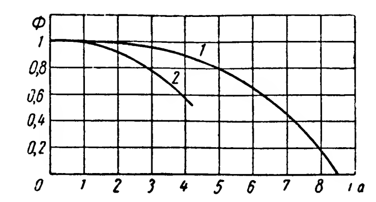
Обратные связи имеются в генераторе в виде размагничивающего действия реакции якоря. Эта обратная связь нелинейна из-за криволинейности характеристики намагничивания (фиг. VIII. 9), и только в первом приближении в пределах примерно до трехкратного тока нагрузки ее можно считать линейной. Такую обратную связь будем называть внутренней.

Для повышения быстродействия генератора применяют искусственные, внешние обратные связи по выходному напряжению или току.

Цепь возбуждения в генераторах обычно является достаточно мощной, поэтому практически внешние, искусственные обратные



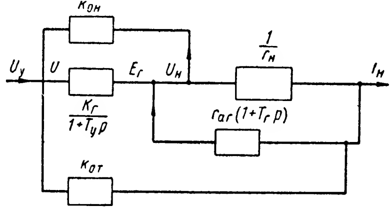
Фиг. VIII. 8. Структурная схема генератора с нагрузкой.



Фиг. VIII. 9. Размагничивающее действие реакции якоря генератора: 1 — для машины ГП-10-1000; 2 — для машины ПН-145.

связи подаются не на систему управления генератора, а на предварительные каскады усиления.

Схема (фиг. VIII. 10) имеет перекрещенные обратные связи. Соответствующую ей передаточную функцию можно найти из следующих соотношений:



Фиг. VIII. 10. Структурная схема генератора с учетом внешних и внутренних обратных связей.

$$E_г = U \frac{k_г}{1 + T_y p};$$

$$U = U_y - U_н k_{он} - i_н k_{от};$$

$$i_н = U_н \frac{1}{r_н} = \frac{E_г}{r_н} - \frac{i_н r_я (1 + T_г p)}{r_н},$$

где $k_{он}$ — коэффициент обратной связи по напряжению;

$k_{от}$ — коэффициент обратной связи по току.

Рассматривая ток нагрузки $i_н$ в качестве величины на выходе, а управляющее напряжение U_y в качестве величины на входе, получим передаточную функцию для схемы, приведенной на фиг. VIII. 10:

$$\frac{i_н}{U_y} = \frac{\dfrac{k_г}{r_н + r_я + k_г r_н k_{он} + k_г k_{от}}}{\dfrac{(r_н + r_я) T_y T_н p^2}{r_н + r_я + r_н r_г k_{он} + k_г k_{от}} + \dfrac{(r_н + r_я)(T_y + T_н)}{r_н + r_я + r_н k_г k_{он} + k_г k_{от}} p + 1},$$

где $T_н = \frac{L_я}{r_н + r_я}$.

Это выражение показывает, что обратные связи уменьшают одновременно общий коэффициент усиления генератора и постоянные времени. Однако второе слагаемое знаменателя при значительном уменьшении коэффициента усиления приводит к уменьшению коэффициента демпфирования, что может вызвать колебательный характер переходного процесса или привести к неустойчивости.

Напряжение обратной связи снимается с делителя $r_1 - r_2$, включенного на выходе усилителя.

Передаточная функция усилителя с обратной связью (фиг. VIII.11) может быть найдена из следующих уравнений режима холостого хода ($z_н = \infty$):

$$\left.\begin{aligned} U_y &= i_y r_y (1 + pT_y) + i_1 r_1; \\ 0 &= -C_0 i_y + i_2 r_я (1 + pT_я) + e'_{вых}; \\ i_1 r_1 &+ i_2 r_2 = e'_{вых}; \\ i_y &= i_1 + i_2; \end{aligned}\right\} \quad (VIII.8)$$

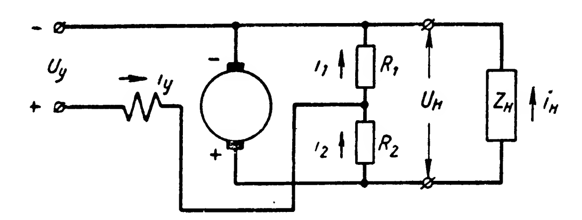
здесь $e'_{вых}$ — напряжение на делителе;

$T_я$ — постоянная времени обмотки якоря;

$$T_я = \frac{L_я}{r_я};$$

$L_я$ — индуктивность обмотки якоря.

Так как величина $T_я$ настолько мала, что не оказывает влияния на динамические свойства усилителя и r_1 и $r_2 \gg r_я$, то можно считать,



Фиг. VIII. 11. Схема усилителя с внешней отрицательной обратной связью по напряжению.

что напряжение $e'_{вых}$ на делителе $r_1 - r_2$ равно э. д. с. $e_{вых}$ усилителя. Таким образом, второе и третье уравнения системы (VIII. 8) можно записать в виде

$$0 = -C_0 i_y + e'_{вых};$$

$$i_1 r_1 + i_2 r_2 = e'_{вых}.$$

Совместное решение уравнений (VIII. 8) позволяет определить передаточную функцию W_0 усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению:

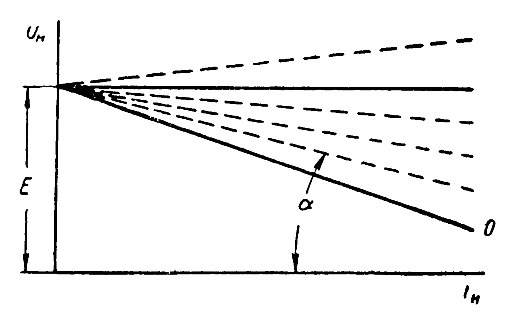
$$W_0 = \frac{\frac{k_v}{\beta}}{1 + \frac{T_y}{\beta} s},$$

где

$$\beta = 1 + \frac{r_1}{r_1 + r_2}\left(\frac{r_2}{r_y} + k_v\right).$$

Таким образом, при наличии отрицательной обратной связи по напряжению в электромашинном усилителе с независимым возбуждением одновременно с инерционностью уменьшаются постоянная времени и коэффициент усиления по напряжению в β раз.

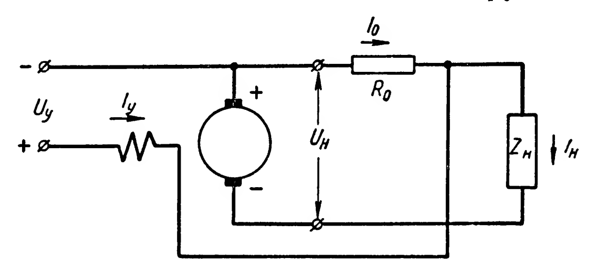
Положительная обратная связь по току в усилителе с независимым возбуждением. При работе на нагрузку напряжение на выходе усилителя вследствие падения напряжения на якоре уменьшается, что приводит к уменьшению коэффициента усиления. Оценить уменьшение напряжения на выходе усилителя можно по его внешним (рабочим) характеристикам [1].



Фиг. VIII. 12. Внешние характеристики усилителя с независимым возбуждением.

На фиг. VIII. 12 приведены внешние характеристики. Кривая 0 — естественная внешняя характеристика усилителя, у которого не применено никаких специальных устройств, изменяющих эту характеристику.

Чтобы получить выходное напряжение усилителя мало зависящим или совершенно не зависящим от тока нагрузки, применяется



Фиг. VIII. 13. Схема усилителя с положительной обратной связью по току.

положительная обратная связь по току, простейшая схема которой показана на фиг. VIII. 13. Напряжение обратной связи U_0 снижается с сопротивления r_0, включенного последовательно с нагрузкой.

В установившемся состоянии э. д. с. якоря равна

$$E_{вых} = k_v (U_y + r_0 I_0) = r_я I_н + U_н.$$

Чтобы напряжение на нагрузке не зависело от тока нагрузки, необходимо выполнить равенство

$$k_v R_0 I_0 = r_я I_н. \qquad (VIII. 9)$$

[1] Внешней или рабочей характеристикой электромашинного усилителя называется кривая зависимости напряжения на нагрузке от тока нагрузки при неизменном значении управляющего напряжения.

При выполнении равенства $U_н = k_v U_y$ внешняя характеристика представляет собой горизонтальную прямую (кривая *1* на фиг. VIII.12). Такая внешняя характеристика называется нулевой.

Так как

$$I_0 + I_v = I_н,$$

$$I_y \ll I_0 \text{ и } I_н,$$

то выражение (VIII. 9) выполняется, если сопротивление r_0 принять равным

$$r_0 = \frac{r_я}{k_v}. \qquad \text{(VIII. 10)}$$

Если последнее равенство не выполняется и $0 < r_0 < \frac{r_я}{k_v}$, то внешняя характеристика занимает промежуточное положение между естественной и нулевой характеристиками, если же

$$r_0 > \frac{r_я}{k_v},$$

то она лежит над нулевой характеристикой.

В первом приближении угол наклона внешней характеристики α может быть определен по формуле $\alpha = \operatorname{arctg}(r_я - k_v r_0)$.

Основные нелинейности в генераторе те же, что и в двигателе, так как генератор и двигатель являются по существу одной и той же машиной, используемой в различных целях. Однако если в двигателе с регулированием скорости в цепи якоря наиболее существенную роль играет реакция якоря, то в генераторе, кроме этого, наиболее существенно влияет гистерезис в характеристике намагничивания.

Остаточное напряжение может достигать в генераторе 20—25% от номинального значения.

Введение обратной связи по напряжению уменьшает гистерезис и практически при отсутствии сигнала может свести напряжение генератора почти к нулю.

В машинах без массивных частей в магнитопроводе для устранения остаточного магнетизма применяют дополнительные обмотки, питаемые переменным током, создающие вибрацию напряжения на выходе. При этом постоянная составляющая при отсутствии сигнала равна нулю.

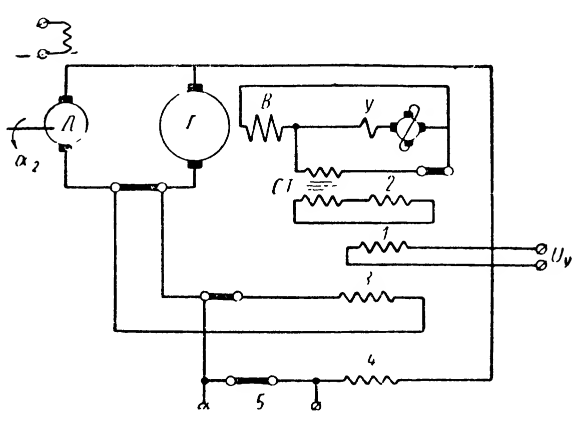
Каскадное включение генераторов. Генератор постоянного тока в системах регулирования используется в качестве усилителя мощности. Однако коэффициент усиления обычной машины постоянного тока, применяемой в качестве генератора, не превышает значений 50—100.

Если привод постоянного тока имеет мощность более 20—40 *квт*, то величина мощности возбуждения генератора измеряется киловаттами и для ее получения целесообразно установить дополнительную машину — возбудитель, являющийся также генератором постоянного тока. Это каскадное включение двух генераторов вследствие значительных запаздываний при передаче сигнала является неустой-

чивым, и требуются специальные меры для придания устойчивости такой системе.

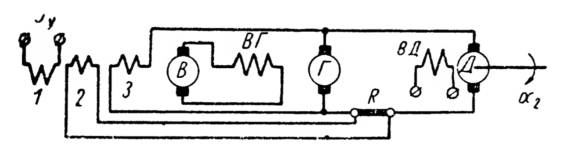
Наибольшее распространение получили схемы каскадного соединения электромашинного усилителя и генератора постоянного тока.

Наилучший пример анализа и расчета таких каскадов в применении к приводам экскаваторных механизмов можно найти в работе А. Т. Блажкина. Типичная схема такого привода показана на фиг. VIII. 14.



Фиг. VIII. 14. Схема каскадного соединения усилителя с генератором постоянного тока.

Генератор *Г* возбуждается усилителем *У*, который имеет четыре обмотки управления: обмотку *1* — управляющую, на нее подается управляющее напряжение, обмотку *2* — стабилизирующую, на нее подается напряжение от дифференцирующего трансформатора *СТ*, обмотку *3*, осуществляющую обратную связь по току генератора, обмотку *4*, предназначенную для ограничения напряжения. Она создает размагничивающее действие усилителя лишь в том случае, если напряжение генератора превышает допустимое значение. Это предельное значение определяется величи-



Фиг. VIII. 15. Схема системы генератор — двигатель с управляемым возбудителем:

Д — исполнительный двигатель; *Г* — генератор; *В* — возбудитель; *R* — сопротивление обратной связи по току; *ВГ* — обмотка возбуждения генератора; *ВД* — обмотка возбуждения двигателя.

ной встречного опорного напряжения, которое подается на зажимы *5* схемы от специального устройства.

Схема, приведенная на фиг. VIII. 14, имеет большой коэффициент усиления по мощности, и управляющее напряжение U_y может быть подано от электронного усилителя или от другого маломощного источника.

На фиг. VIII. 15 показана принципиальная схема системы генератор — двигатель с управляемым возбудителем.

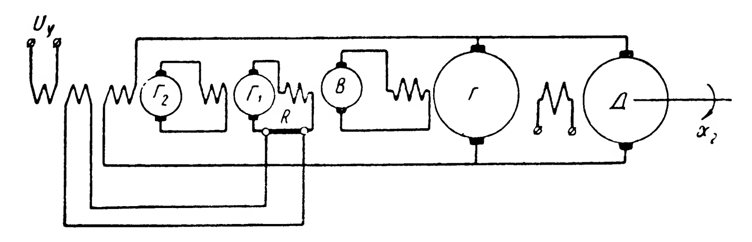
Возбудитель *В* имеет три обмотки возбуждения, из которых обмотка *1* — управляющая, обмотка *2* осуществляет отрицательную обратную связь по току, а обмотка *3* — по напряжению генератора.

Эта схема применяется для одного из основных приводов экскаватора и имеет, по сравнению со схемой, приведенной на фиг. VIII. 14, более благоприятные динамические режимы. Поэтому она рекомендуется для ручного управления напряжением U_y.

Для автоматического управления схема нуждается в дополнительном усилительном устройстве.

В схеме многокаскадного включения генераторов (фиг. VIII. 16) обмотка управления возбудителя $Г_2$ подключена к управляющему напряжению U_y маломощного источника.

Для придания схеме устойчивости в ней применены обратные связи, поданные на возбудитель $Г_2$: обратная связь по напряжению,



Фиг. VIII. 16. Схема многокаскадного включения генераторов постоянного тока:

Д — исполнительный двигатель; *Г* — генератор; *В* — возбудитель; $Г_1$ — генератор для питания обмотки полюсов возбудителя; $Г_2$ — возбудитель генератора $Г_1$.

которая примерно пропорциональна скорости выходного вала α_2, и обратная связь по току возбуждения возбудителя *В*, которая примерно пропорциональна ускорению выходного вала α_2.

Мощность возбудителя составляет около 1% от мощности основного генератора, мощность генератора $Г_1$ — 4% от мощности возбудителя, мощность возбудителя $Г_2$ — около 10% от мощности генератора $Г_1$ и мощность управления — около 10% от мощности возбудителя $Г_2$. Таким образом, общее усиление по мощности составляет примерно 25 000.

2. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Электромашинный усилитель с параллельным самовозбуждением. Для получения сравнительно большого коэффициента усиления по мощности (500—1000) применяют электромашинные усилители с самовозбуждением.

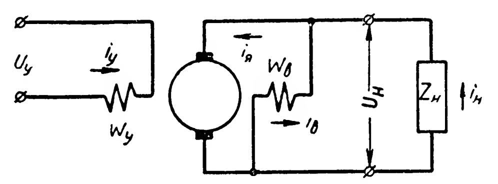
Усилитель представляет собой генератор постоянного тока, работающий в режиме самовозбуждения. В отличие от обычных генераторов такой усилитель, кроме обмотки самовозбуждения, имеет одну или несколько обмоток управления.

Различают электромашинные усилители с последовательным, параллельным и смешанным самовозбуждением.

Усилитель с параллельным самовозбуждением (фиг. VIII. 17) имеет в рассматриваемом случае две обмотки: обмотку самовоз-

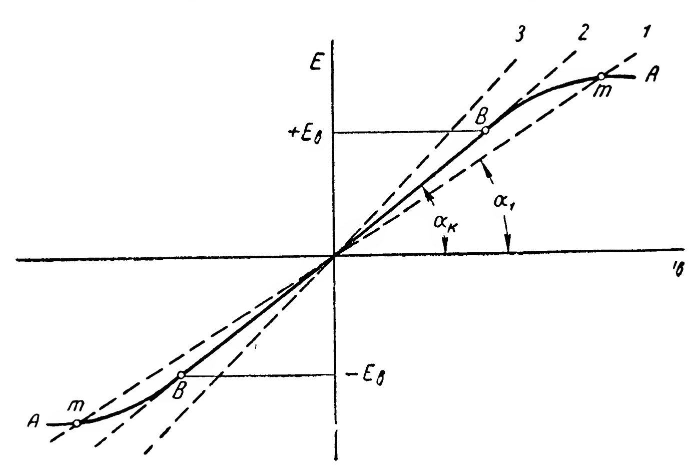
буждения $w_в$, включенную параллельно якорю усилителя, и обмотку управления $w_у$.

Для уяснения принципа работы этого типа усилителя рассмотрим работу генератора с параллельным самовозбуждением в режиме холостого хода при различных значениях сопротивления обмотки возбуждения $r_в$.



Фиг. VIII. 17. Схема усилителя с параллельным самовозбуждением.

Для упрощения рассуждения гистерезисную петлю характеристики холостого хода усилителя заменим кривой средних значений э. д. с. генератора при прямом и обратном намагничивании (кри-



Фиг. VIII. 18. Характеристика усилителя:

1 и *3* — вольт-амперные характеристики обмотки возбуждения; *2* — характеристика холостого хода усилителя.

вая *AA*, фиг. VIII. 18). Уравнение характеристики холостого хода на прямолинейном участке *BB* имеет вид

$$E = i_в r_к,$$

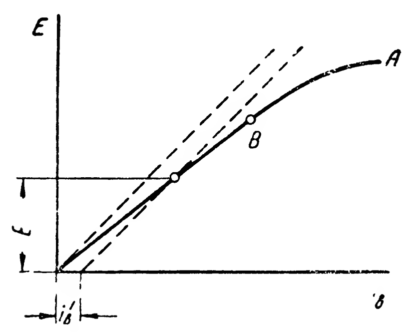
где $r_к$ — так называемое критическое сопротивление контура возбуждения, а E — э. д. с. генератора.

На этой фигуре, кроме характеристики холостого хода усилителя, приведены вольт-амперные характеристики обмотки возбуждения для различных сопротивлений $r_в$ (пунктирные кривые *1*, *2* и *3*).

Угол наклона вольт-амперной характеристики определяется величиной сопротивлений обмотки возбуждения $r_в$ и обмотки якоря $r_я$:

$$\alpha = \operatorname{arctg}(r_в + r_я).$$

Если угол наклона вольт-амперной характеристики α меньше угла наклона $\alpha_к$ отрезка BB характеристики холостого хода (кривая 1), то генератор работает в устойчивом режиме самовозбуждения. Величина напряжения E определяется точкой пересечения вольт-амперной характеристики и характеристики холостого хода (точка m для прямой 1).



Фиг. VIII. 19. Определение э. д. с. якоря усилителя с самовозбуждением при включении обмотки управления.

В случае, если сопротивление цепи возбуждения равно критическому сопротивлению $r_к$ и вольт-амперная характеристика совпадает с прямолинейной частью характеристики холостого хода (прямая 2), то возбуждение генератора становится неустойчивым. Величина напряжения E может принимать любое значение от $+E_в$ до $-E_в$.

Если справедливо неравенство

$$r_я + r_в > r_к, \quad \text{(VIII. 11)}$$

то генератор теряет способность самовозбуждаться и его э. д. с. равна нулю.

Электромашинный усилитель с самовозбуждением работает при сопротивлениях цепи самовозбуждения бо́льших, чем критическое сопротивление, но достаточно близких к нему.

При выключенной обмотке управления и при выполнении неравенства (VIII. 11) усилитель не возбуждается. При подаче на управляющую обмотку напряжения $U_у$ усилитель возбуждается и на обмотках якоря наводится некоторая величина э. д. с. Определим величину э. д. с. усилителя. Действие тока $i_у$ в управляющей обмотке равносильно действию дополнительного тока $i'_в$ в обмотке возбуждения, причем величина $i'_в$ равна

$$i'_в = \gamma i_у,$$

где

$$\gamma = \frac{w_у}{w_в}.$$

Величина э. д. с., наводимой в якоре усилителя, в этом случае определяется точкой пересечения характеристики холостого хода усилителя и вольт-амперной характеристики цепи возбуждения, перемещенной параллельно себе на величину $i'_в$ вдоль оси абсцисс (фиг. VIII. 19) вправо или влево, в соответствии со знаком управляющего напряжения $U_у$.

Чем ближе будет находиться значение величины сопротивления $(r_в + r_я)$ к величине $r_к$, тем чувствительнее усилитель и тем больше его коэффициент усиления.

Рассмотрим процесс возбуждения усилителя с параллельным самовозбуждением при подключении его обмотки управления к постоянному напряжению.

Пренебрегая гистерезисными явлениями и рассматривая процесс лишь в пределах прямолинейной ненасыщенной части магнитной характеристики машины, передаточную функцию усилителя можно определить из совместного решения следующих дифференциальных уравнений (при холостом ходе):

для цепи обмотки управления

$$U_y = i_y r_y + pL_y i_y + pMi_в, \tag{VIII. 12}$$

для цепи обмотки самовозбуждения

$$E = i_в (r_в + r_я) + pi_в (L_в + L_я) + pMi_y, \tag{VIII. 13}$$

для э. д. с. электромашинного усилителя

$$E = (i_в + i'_в)\, r_к, \tag{VIII. 14}$$

где M — взаимная индуктивность обмотки уравнения и обмотки самовозбуждения;

$L_в$ — индуктивность обмотки самовозбуждения.

Если считать, что между обмотками управления и самовозбуждения имеется полное магнитное сцепление, т. е.

$$M^2 = L_y L_в,$$

то справедливы соотношения

$$\left.\begin{aligned} L_y &= \gamma^2 L_в; \\ L_y &= \gamma M; \\ M &= \gamma L_в. \end{aligned}\right\} \tag{VIII. 15}$$

На основании уравнений (VIII. 14) и (VIII. 15) уравнения (VIII. 12) и (VIII. 13) примут вид

$$U_y = i_y r_y + \frac{M}{r_к} pE, \tag{VIII. 16}$$

$$E = i_в (r_в + r_я) + \frac{L_в + L_я}{r_к} pE. \tag{VIII. 17}$$

Умножая выражение (VIII. 15) на $\gamma (r_в + r_я)$, а выражение (VIII. 17) — на r_y и почленно их складывая, получим

$$\left(\gamma M \frac{r_в + r_я}{r_к} + \frac{r_y}{r_к} L_в\right) pE + r_y E \left(\frac{r_в + r_я}{R_к} - 1\right) = = U_y \gamma (r_в + r_я) \tag{VIII. 18}$$

или

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon - 1} (T_y + T_в)\, pE + E = \frac{\varepsilon}{\varepsilon - 1} \gamma \frac{R_к}{R_y} U_y, \tag{VIII. 19}$$

где ε — коэффициент, характеризующий близость величины сопротивления цепи самовозбуждения к критическому значению;

$$\varepsilon = \frac{r_в + r_я}{r_к};$$

$T_в$ — постоянная времени цепи самовозбуждения;

$$T_в = \frac{L_в + L_я}{r_в + r_я}.$$

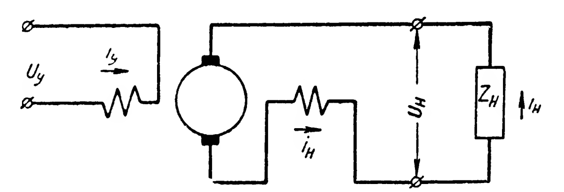
Из уравнения (VIII. 19) видно, что электромашинный усилитель с параллельным самовозбуждением представляет собой апериодическое звено с постоянной времени T:

$$T = \frac{\varepsilon}{\varepsilon - 1}(T_у + T_в)$$

и коэффициентом усиления по напряжению

$$k_v = \frac{\varepsilon}{\varepsilon - 1}\gamma\frac{r_к}{r_у}.$$

Из сказанного следует, что, приближая величину ε к единице, коэффициент усиления можно сделать сколь угодно большим. Однако



Фиг. VIII. 20. Схема усилителя с последовательным самовозбуждением.

наличие изгиба магнитной характеристики машины вблизи начала координат, гистерезис и др. не позволяют получить коэффициент усиления по напряжению большим 100.

Инерционность усилителя с параллельным самовозбуждением значительно больше, чем инерционность аналогичного по мощности усилителя с независимым возбуждением, и тем больше, чем ближе ε к единице.

Электромашинный усилитель с последовательным самовозбуждением. Принцип работы усилителя с параллельным самовозбуждением (фиг. VIII. 20) полностью относится и к электромашинному усилителю с последовательным самовозбуждением.

Для определения передаточной функции усилителя с последовательным самовозбуждением необходимо решить следующую систему дифференциальных уравнений:

уравнение обмотки управления

$$U_у = i_у r_у + pL_у i_у + pMi_н; \qquad \text{(VIII. 20)}$$

уравнение якорной цепи усилителя

$$E = i_н (r_в + r_я) + p i_н (L_в + L_я) + pMi_у + U_н; \qquad \text{(VIII. 21)}$$

уравнение э. д. с. усилителя

$$E = r_к (i_н + \gamma i_у); \qquad \text{(VIII. 22)}$$

уравнение нагрузки

$$U_н = z_н i_н. \qquad \text{(VIII. 23)}$$

Характер переходного процесса зависит от вида нагрузки. Наиболее часто в качестве нагрузки усилителя применяется электродвигатель постоянного тока с независимым возбуждением.

В этом случае уравнение (VIII. 23) примет вид

$$U_н = r_н i_н + pL_н i_н + pC_1\theta, \qquad \text{(VIII. 24)}$$

где $L_н$ — индуктивность обмотки якоря электродвигателя;
C_1 — коэффициент пропорциональности;
θ — угол поворота вала электродвигателя.

Из уравнений (VIII. 21), (VIII. 22) и (VIII. 24) получим

$$i_н r_к (1 - \varepsilon) + \gamma r_к i_у = pLi_н + pMi_у + pC_1\theta, \qquad \text{(VIII. 25)}$$

где

$$\varepsilon = \frac{r_в + r_я + r_н}{r_к};$$

$$L = L_в + L_я + L_н.$$

Дифференциальное уравнение электродвигателя с чисто инерционной нагрузкой имеет вид

$$mi_н = Jp^2\theta, \qquad \text{(VIII. 26)}$$

где m — коэффициент пропорциональности между током якоря электродвигателя и его вращающим моментом;
J — момент инерции всех вращающихся частей, приведенных к валу двигателя.

Передаточную функцию электромашинного усилителя с последовательным самовозбуждением для данного рода нагрузки можно получить из уравнений (VIII. 20), (VIII. 25) и (VIII. 26). Решив совместно эти уравнения, получим

$$w = \frac{\theta}{U_у} = \frac{\gamma r_к}{C_1 r_у} \times$$

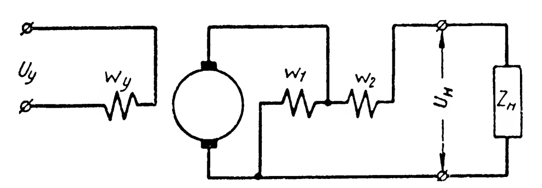
$$\times \frac{1 - p\dfrac{M}{\gamma r_к}}{p\left\{\dfrac{J}{mr_я C_1}(L_у L - M^2)p^3 + \dfrac{J}{mr_я C_1}\left[\gamma r_к M + r_у L - Lr_н(1-\varepsilon)\right]p^2 + \left[\dfrac{L_у}{r_у} - \dfrac{J}{mC_у} r_н (1-\varepsilon)\right]p + 1\right\}}. \qquad \text{(VIII. 27)}$$

Таким образом, процесс изменения скорости вращения $p\theta$ двигателя может быть колебательным, затухающим или апериодическим в зависимости от параметров схемы и, в частности, от коэффициента связи между обмотками управления и самовозбуждения $\frac{M^2}{L_y L}$.

При затухающем процессе скорость электродвигателя после переходного процесса примет постоянное значение, равное

$$(p\theta)_{уст} = \frac{\gamma r_к}{C_1 r_y}.$$

Электромашинный усилитель со смешанным самовозбуждением. Усилитель со смешанным самовозбуждением, кроме обмотки упра-



Фиг. VIII. 21. Схема усилителя со смешанным самовозбуждением.

вления w_y, имеет две обмотки самовозбуждения (фиг. VIII. 21): одна обмотка w_1 включена параллельно нагрузке, другая обмотка w_2 — последовательно с нагрузкой. Анализ работы и вывод передаточной функции усилителя изложен в литературе.

3. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ПОПЕРЕЧНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

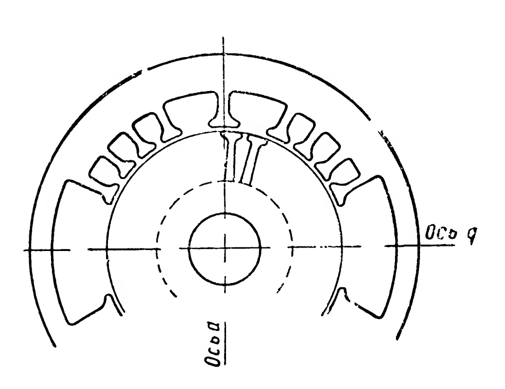
Назначение, принцип устройства и действия. Электромашинный усилитель с поперечным возбуждением [1] представляет собой специальный генератор постоянного тока, отличающийся большим коэффициентом усиления по мощности (5000—10 000 и более) и применяется в качестве усилителя мощности низкочастотных электрических сигналов.

Якорь усилителя выполнен так же, как якорь обычной машины постоянного тока; для уменьшения ширины зоны коммутации толщина коллекторных пластин берется минимальной. Магнитопровод статора выполнен из шихтованного железа (фиг. VIII. 22) и имеет обмотки возбуждения в больших пазах, обмотку компенсационную и обмотку дополнительных полюсов. На коллекторе якоря установлены щетки по продольной оси d и по поперечной оси q. Щетки поперечной цепи замкнуты накоротко.

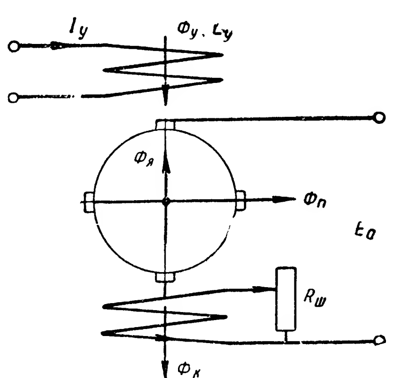
Принцип действия усилителя (см. фиг. VIII. 23) заключается в следующем. На обмотку управления подается маломощное управляющее напряжение, вызывающее небольшой поток управления Φ_y. Во вращающемся якоре на поперечных щетках наводится также небольшая

[1] В иностранной литературе этот тип электромашинного усилителя называется амплидином.

э. д. с. Так как эти щетки замкнуты накоротко, а внутреннее сопротивление якоря мало, то проходит значительный ток по поперечной цепи, который вызывает большой поперечный поток Φ_n. Последний, в свою очередь, вызывает большую рабочую э. д. с. на продольных щетках. При нагрузке рабочий ток создает поток реакции якоря, направленный против потока возбуждения, и размагничивает машину. Чтобы рабочий ток существенно не изменял поток продольной цепи, последовательно в рабочую цепь включается компенсационная обмотка, размещенная во всех пазах (больших, средних и малых) ста-



Фиг. VIII. 22. Форма статора усилителя с поперечным возбуждением.



Фиг. VIII. 23. Принципиальная схема усилителя с поперечным возбуждением.

тора. Если компенсационная обмотка создает поток, полностью компенсирующий поток якоря, то при нагрузке машины э. д. с. рабочей цепи остается неизменной. Для регулировки степени компенсации компенсационная обмотка выполняется с бо́льшим числом ампер-витков, чем обмотка якоря, и шунтируется регулируемым сопротивлением. Обмотка дополнительных полюсов служит для улучшения коммутации тока нагрузки. Для улучшения коммутации поперечных щеток иногда применяется дополнительная обмотка, расположенная по поперечной оси, позволяющая уменьшить величину поперечного тока при сохранении величины поперечного потока (на схеме эта обмотка не показана).

Электромашинный усилитель, работа которого протекает в соответствии с рассмотренным принципом действия и не искажена побочными факторами, назовем идеализированным электромашинным усилителем.

Передаточная функция идеализированного электромашинного усилителя. По рассмотренному принципу действия усилителя можно составить следующие линеаризированные уравнения и найти зависимость напряжения усилителя от напряжения управления и тока нагрузки:

для контура обмотки управления

$$U_y = J_y r_y + L_y p J_y; \qquad \text{(VIII. 28)}$$

для контура короткозамкнутой поперечной цепи

$$E_n = C_{ny}J_y = J_n r_n + L_n p J_n; \qquad \text{(VIII. 29)}$$

для контура продольной цепи

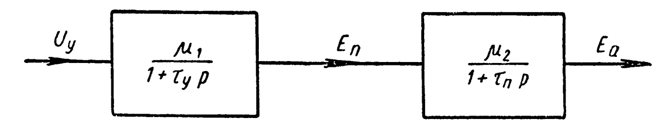
$$E_a = C_{an}J_n; \qquad \text{(VIII. 30)}$$

здесь, как и в дальнейшем, приняты следующие обозначения:

U, J, E, r, Φ — соответственно напряжение, ток, э. д. с., активное сопротивление, поток;

$L, M, \tau, C, \lambda, w$ — соответственно индуктивность, взаимная индуктивность, постоянная времени, коэффициент э. д. с. вращения, магнитная проводимость (включен коэффициент $0{,}4\pi$), эффективное число витков.

Индексы при этих обозначениях параметров показывают, к каким цепям они относятся: y — к цепи обмотки управления, n — к поперечной цепи, a — к силовой цепи, κ — к компенсационной обмотке, $я$ — к обмотке якоря.



Фиг. VIII. 24. Структурная схема идеализированного электромашинного усилителя.

При двух индексах первый индекс обозначает обмотку, в которой наводится э. д. с., второй — обмотку, ток которой вызывает э. д. с.

Введем также обозначения:

$$\mu_1 = \frac{C_{ny}}{r_y}; \quad \mu_2 = \frac{C_{an}}{r_n}; \quad \mu_i = \mu_1\mu_2;$$

$$\tau_y = \frac{L_y}{r_y}; \quad \tau_n = \frac{L_n}{r_n}. \qquad \text{(VIII. 31)}$$

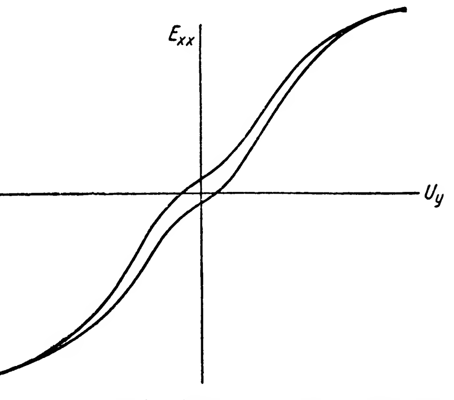
Совместное решение уравнений (VIII. 28) — (VIII. 30) дает

$$\mu_i U_y = E_a(1 + \tau_y p)(1 + \tau_n p). \qquad \text{(VIII. 32)}$$

Структурная схема для уравнения (VIII. 32) показана на фиг. VIII. 24.

Отличие реального электромашинного усилителя от идеализированного. Испытания показывают, что характеристика холостого хода усилителя обычно имеет вид, изображенный на фиг. VIII. 25. На характеристике заметны участок насыщения, определяемый в основном свойствами магнитопровода поперечной оси; пониженная крутизна вблизи нулевого напряжения вследствие увеличения сопротивления щеточного контакта поперечной цепи при малых токах;

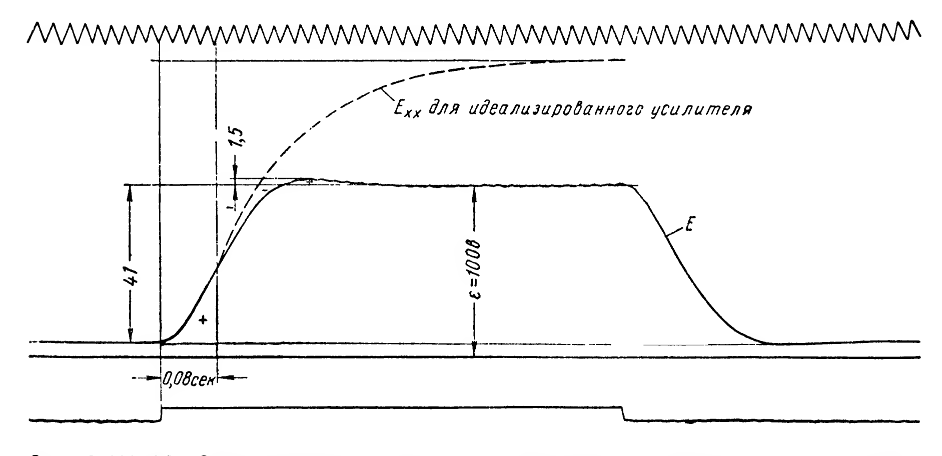
петля гистерезиса, объясняемая в основном гистерезисом стали по продольной оси. Так как величина коэрцитивной силы по контуру силовой линии продольной цепи обычно соизмерима с ампервитками возбуждения, то после некоторых режимов перегрузки наблюдаются временные искажения и смещения характеристики холостого хода от ее симметричного положения.



Фиг. VIII. 25. Характеристика холостого хода усилителя.

Пренебрегая рассмотренными нелинейностями, будем считать характеристику электромашинного усилителя прямолинейной с коэффициентом усиления, определяемым по точке, соответствующей номинальному напряжению усилителя.

Опыт показывает, что коэффициент усиления при холостом ходе в 2—4 раза меньше рассчитанного по формуле (VIII. 31). На фиг. VIII. 26 приведена осциллограмма э. д. с. усилителя при подаче на обмотку возбуждения скачка управляющего напряжения. Этот процесс, рассчитан-



Фиг. VIII. 26. Осциллограмма нарастания напряжения усилителя при холостом ходе.

ный по формуле (VIII. 32), показан пунктиром. Время нарастания э. д. с. до установившегося значения у реального электромашинного усилителя короче, и переходной процесс часто имеет колебательный характер.

Зависимость тока короткого замыкания в функции управляющего напряжения приведена на фиг. VIII. 27. Как правило, ширина

петли гистерезиса тока короткого замыкания шире петли кривой холостого хода.

Характер нарастания тока короткого замыкания (фиг. VIII. 28) даже при точно выполненной компенсации значительно отличается от характера нарастания э. д. с. и имеет вид, близкий к апериодическому процессу первого порядка. Постоянная времени этого процесса иногда во много раз больше постоянных времени обмотки управления и обмотки поперечной цепи и в сотни раз больше электрической постоянной времени силовой цепи. Для уменьшения влияния гистерезиса осциллограмма тока короткого замыкания снята для местной петли гистерезиса участка AB (см. фиг. VIII. 27).

Если поток компенсационной обмотки полностью уничтожает влияние реакции якоря, то результирующий поток по продольной оси при изменении нагрузки не меняется, следовательно, не меняется и рабочая э. д. с. Напряжение на зажимах усилителя уменьшается с увеличением тока на величину падения напряжения в цепи якоря (фиг. VIII. 29).

Если поток реакции якоря больше, чем поток компенсационной обмотки, то с увеличением нагрузки поток по продольной цепи уменьшается и вызывает уменьшение рабочей э. д. с. Дополнительное уменьшение напряжения на клеммах усилителя можно представить в виде $r_ф J_ф$, где $r_ф$ — коэффициент пропорциональности, который удобно рассматривать как некоторое фиктивное сопротивление, включенное в силовую цепь усилителя.

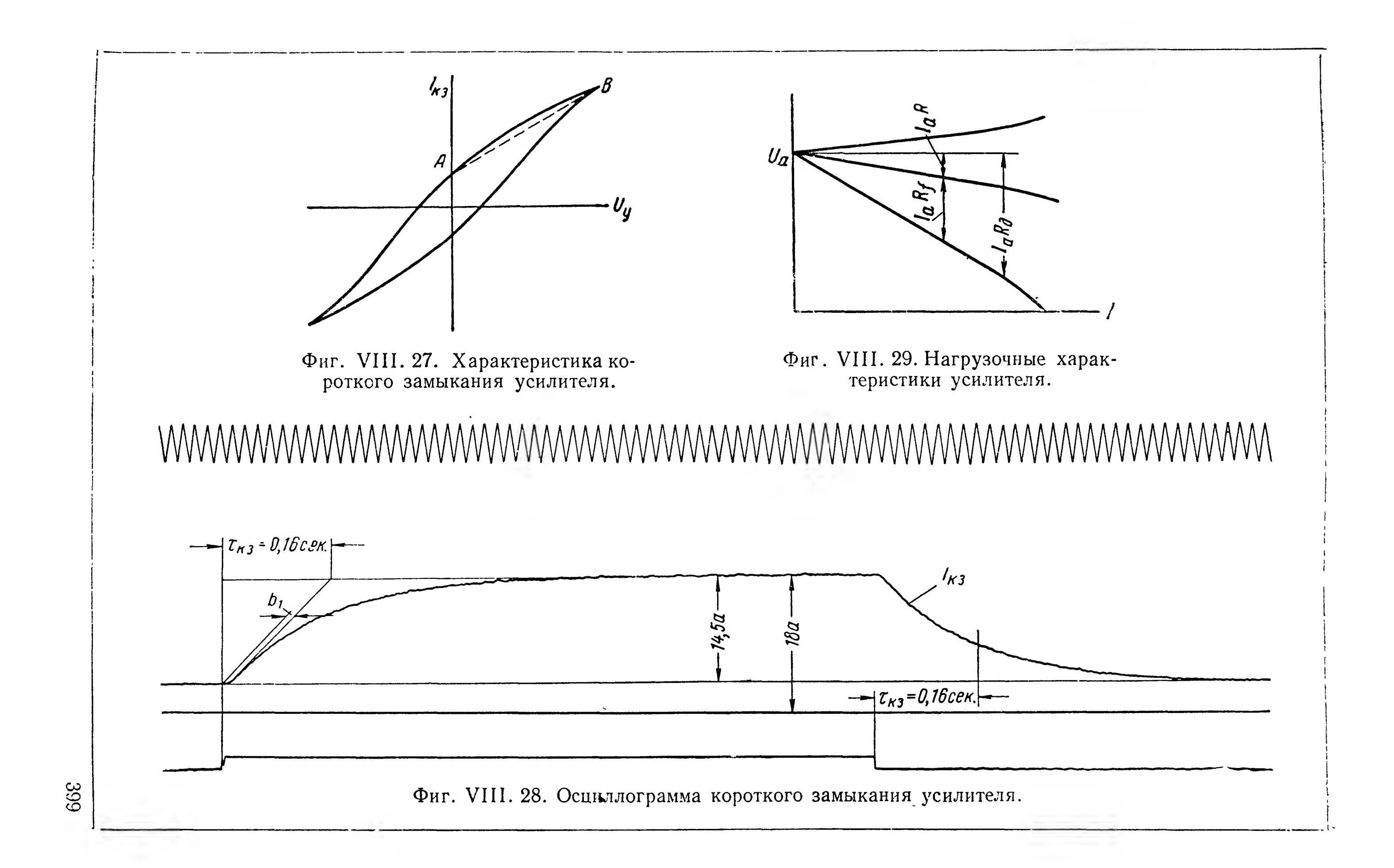
Сумму омического и фиктивного сопротивлений назовем действующим сопротивлением силовой цепи усилителя $r_д$.

При преобладании потока компенсационной обмотки над потоком реакции якоря рабочая э. д. с. в силовой цепи возрастает с увеличением тока нагрузки, следовательно, при режиме перекомпенсации величина $r_ф$ отрицательна.

Благодаря имеющимся нелинейностям характеристики несколько отличаются от прямолинейных. Кроме того, характеристики усилителя несколько меняются с изменением температуры окружающей среды и нагрева машины из-за колебаний соотношения между сопротивлением компенсационной обмотки и сопротивлением шунта. Для уменьшения этих колебаний шунтирующее сопротивление или часть его иногда выполняют из медной проволоки. Характеристики усилителя также зависят от состояния коллектора.

К помехам, создаваемым усилителями, относятся: радиопомехи и шум, значительные пазовые пульсации при работе усилителя на холостом ходу, пульсации в нагрузочном токе частоты вращения якоря. Для устранения радиопомех в коробку зажимов усилителя встраивают специальные фильтры.

Линеаризованная передаточная функция электромашинного усилителя при работе на холостом ходу. При работе усилителя по продольной оси возникают небольшие дополнительные размагничивающие силы, действием которых в обычных генераторах пренебрегают. Эти силы соизмеримы, а иногда в несколько раз превышают ампервитки, необходимые для возбуждения усилителя.



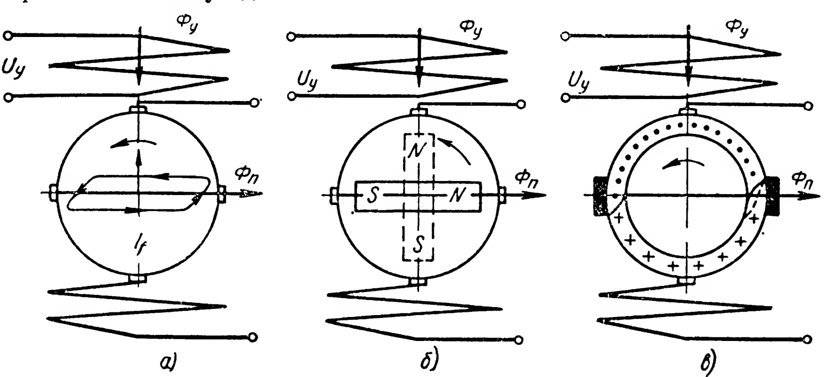
Фиг. VIII. 27. Характеристика короткого замыкания усилителя.

Фиг. VIII. 29. Нагрузочные характеристики усилителя.

Фиг. VIII. 28. Осциллограмма короткого замыкания усилителя.

Размагничивающее действие вызывают вихревые токи от поперечного потока в железе якоря (частоты вращения усилителя), гистерезис от поперечного потока железа якоря, токи замедленной коммутации поперечных щеток и сдвиг щеток с нейтрали в сторону направления вращения якоря.

Действие вихревых токов показано на фиг. VIII. 30, *а*. В толще листа пакета якоря выделен токопроводящий контур, в котором при вращении якоря от пересечения поперечного потока возникает ток, создающий магнитодвижущую силу, направленную против ампер-витков возбуждения.



Фиг. VIII. 30. Влияние вихревых токов, остаточного магнетизма и коммутации щеток поперечной цепи на холостой ход усилителя.

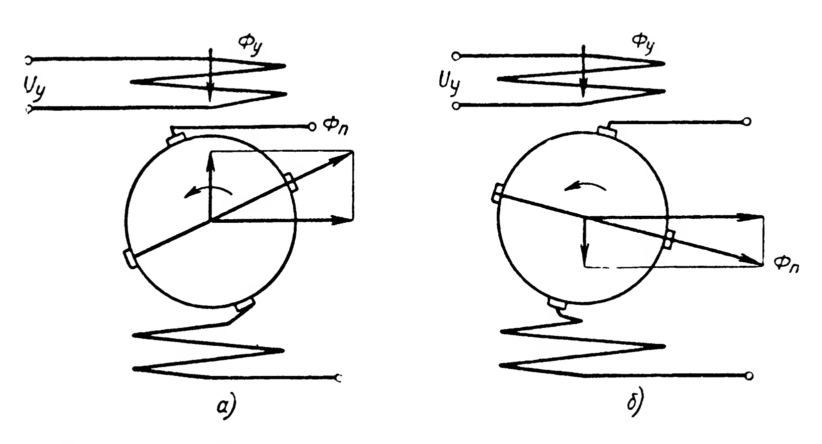
Действие гистерезиса показано на фиг. VIII. 30, *б*. Сильное поперечное магнитное поле ориентирует остаточный магнетизм стали по направлению поперечных ампер-витков. Так как якорь вращается, то остаточное намагничивание стали дает составляющую магнитного поля, действующую против ампер-витков возбуждения.

Действие замедленной коммутации можно объяснить как результат неравномерного распределения линейной плотности тока под щетками вследствие индуктивности коммутируемых секций (фиг. VIII. 30, *в*).

Размагничивающее действие возникает также от сдвига поперечных щеток с нейтрали в сторону направления вращения якоря. При этом поперечные ампер-витки, определяемые положением щеток, дают размагничивающую составляющую (фиг. VIII. 31, *а*, *б*).

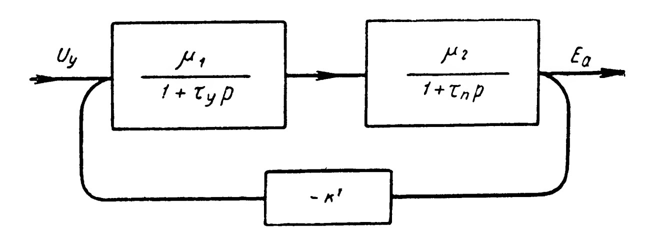
Сдвиг щеткодержателей с нейтрали против направления вращения якоря вызывает подмагничивающую составляющую, которая при определенной величине сдвига может компенсировать действие всех размагничивающих факторов, а при большей величине сдвига может их превысить, так что коэффициент усиления окажется больше μ_i и при дальнейшем увеличении сдвига может вызвать самовозбуждение усилителя. Однако гистерезис не позволяет практически использовать такую возможность повышения коэффициента усиления вследствие резкого увеличения остаточного напряжения усилителя.

Величина магнитодвижущей силы всех перечисленных факторов в первом приближении пропорциональна величине выходной э. д. с., и поэтому действие этих факторов может быть заменено подачей на вход усилителя части выходной э. д. с. $k'E_a$ в качестве обратной отрицательной связи.



Фиг. VIII. 31. Влияние сдвига щеток на холостой ход усилителя.

При питании обмотки управления через высокоомный источник (например, электронную лампу), а также при наличии нескольких обмоток управления следует учесть, что постоянная времени про-



Фиг. VIII. 32. Структурная схема усилителя при холостом ходе.

дольной цепи определится не только постоянной времени цепи обмотки управления, но и суммой постоянных времени всех обмоток, находящихся на продольной оси.

Обозначая суммарную постоянную времени τ_y^* и заменяя в уравнении (VIII. 32) τ_y на τ_y^* и учитывая обратную связь (фиг. VIII. 32), получим

$$\mu_i (U_y - k'E_a) = \left(1 + \tau_y^* p\right)(1 + \tau_n p) E_a \qquad \text{(VIII. 33)}$$

или

$$U_y \mu_{xx} = E_a (1 + a_1 p + a_2 p^2), \qquad \text{(VIII. 34)}$$

где

$$a_1 = \frac{\tau_y^* + \tau_n}{1 + k'\mu_i}; \quad a_2 = \frac{\tau_y^* \tau_n}{1 + k'\mu_i}; \quad \mu_{xx} = \frac{\mu_i}{1 + k'\mu_i}. \qquad \text{(VIII. 35)}$$

Определение коэффициентов передаточной функции усилителя при работе на холостом ходу. Постоянную времени поперечной цепи, определим, считая обмотку якоря распределенной при равномерном воздушном зазоре, полагая, что уменьшение ее значений от наличия межполюсного пространства, примерно, компенсируется рассеянием этой обмотки:

$$\tau_n = \frac{w_я^2 \lambda}{3r_n} 10^{-8} \text{ сек}. \qquad \text{(VIII. 36)}$$

Воспользовавшись формулами для э. д. с. вращения двухполюсной машины постоянного тока

$$E = 4n_s \Phi w_я \cdot 10^{-8} \text{ в}, \qquad \text{(VIII. 37)}$$

где n_s — скорость вращения машины в об/сек, и значением потока распределенной обмотки, равным

$$\Phi_n = \frac{w_я J_n}{2} \lambda \cdot 10^{-8}, \qquad \text{(VIII. 38)}$$

получим

$$\tau_n = \frac{E_a}{6n_s J_n r_n}. \qquad \text{(VIII. 39)}$$

Постоянную времени обмотки управления найдем пересчетом постоянной времени поперечной цепи с учетом того, что обмотка управления сосредоточенная, а обмотка якоря — распределенная

$$\tau_y = 3\tau_n \left(\frac{w_y}{w_я}\right)^2 \frac{r_n}{r_y}. \qquad \text{(VIII. 40)}$$

Считая компенсационную обмотку равномерно распределенной с числом витков, примерно равным числу витков якоря, получим постоянную времени компенсационной обмотки:

$$\tau_к = \tau_n \frac{r_n}{r_ш + r_к}, \qquad \text{(VIII. 41)}$$

где $r_к$ — сопротивление компенсационной обмотки;

$r_ш$ — сопротивление шунта.

Суммарная постоянная времени

$$\tau_y^* = \tau_y + \tau_к = \tau_y \varphi, \qquad \text{(VIII. 42)}$$

где φ — отношение суммарной постоянной времени к постоянной времени обмотки управления.

Подставляя в формулу (VIII. 34) значения постоянной времени τ_y^* и τ_n, получим

$$a_1 = \frac{J_n w_n}{J_y w_y} \cdot \frac{1 + 3\left(\frac{w_y}{w_я}\right)^2 \left(\frac{r_n}{r_y}\right)\varphi}{12n_s}; \qquad \text{(VIII. 43)}$$

$$a_2 = \frac{\mu_{xx} w_y}{24n_s^2 w_a} \varphi; \qquad \text{(VIII. 44)}$$

Для усилителей с добавочной обмоткой по поперечной цепи могут быть выведены аналогичные формулы с учетом распределенного или сосредоточенного выполнения этой обмотки.

Пример определения коэффициентов передаточной функции электромашинного усилителя при работе на холостом ходу по расчету и по осциллограммам. Для усилителя, имеющего следующие данные: $w_я = 160$, $w_у = 5200$, $r_у = 3200$ *ом*, $J_п = 3{,}2$ *а*, $E_н = 100$ *в*, при $J_у = 5$ *ма*, $2P = 2$, $n_s \approx 50$ об/сек, $r_я = 0{,}5$ *ом*, определяем:

1) коэффициент усиления по напряжению при работе на холостом ходу

$$\mu_{xx} = \frac{E_н}{J_у r_у} = \frac{100\ в}{0{,}005 \cdot 3200} = 6{,}25;$$

2) коэффициент увеличения постоянной времени продольной цепи примерно равен единице, так как питание обмотки управления осуществляется от низкоомного источника; в этом случае постоянной $\tau_к$ можно пренебречь;

3) омическое сопротивление поперечной цепи с учетом сопротивления щеточного контакта. Приняв усредненное значение последнего при токе до 3,8 *а* равным $r_щ = 0{,}9$ *ом*, получим

$$r_п = r_я + r_щ = 0{,}5 + 0{,}9 = 1{,}4\ ом;$$

4) коэффициенты

$$a_1 = \frac{3{,}22 \cdot 160}{5 \cdot 10^{-3} \cdot 5200} \cdot \frac{1 + 3\left(\frac{5200}{160}\right)^2 \frac{1{,}4}{3200} \cdot 1}{12 \cdot 50} = 19{,}6 \frac{2{,}4}{600} = 0{,}08 \text{ сек.};$$

$$a_2 = \frac{6{,}25 \cdot 5200}{24 \cdot 50^2 \cdot 160} \cdot 1 = 0{,}0033 \text{ сек}^2.$$

Коэффициент a_1 определим по величине основания прямоугольника (см. фиг. VIII. 26) с высотой, равной установившемуся значению выходной величины и равновеликого по площади интегралу ошибки переходного процесса $a_1 \approx \approx 0{,}08$ сек.

Коэффициент a_2 определим из допущения, что процесс описывается уравнением

$$U_у \mu_{xx} = \left(1 + 2\xi \frac{Tp}{\varsigma} + \frac{T^2 p^2}{\varsigma}\right) E_a'$$

при нулевых начальных условиях.

Для осциллограммы можно принять отношение соседних амплитуд $\frac{A_0}{A_1} = \frac{41}{1{,}5} = 27$. Эта величина связана с коэффициентом ξ уравнениями

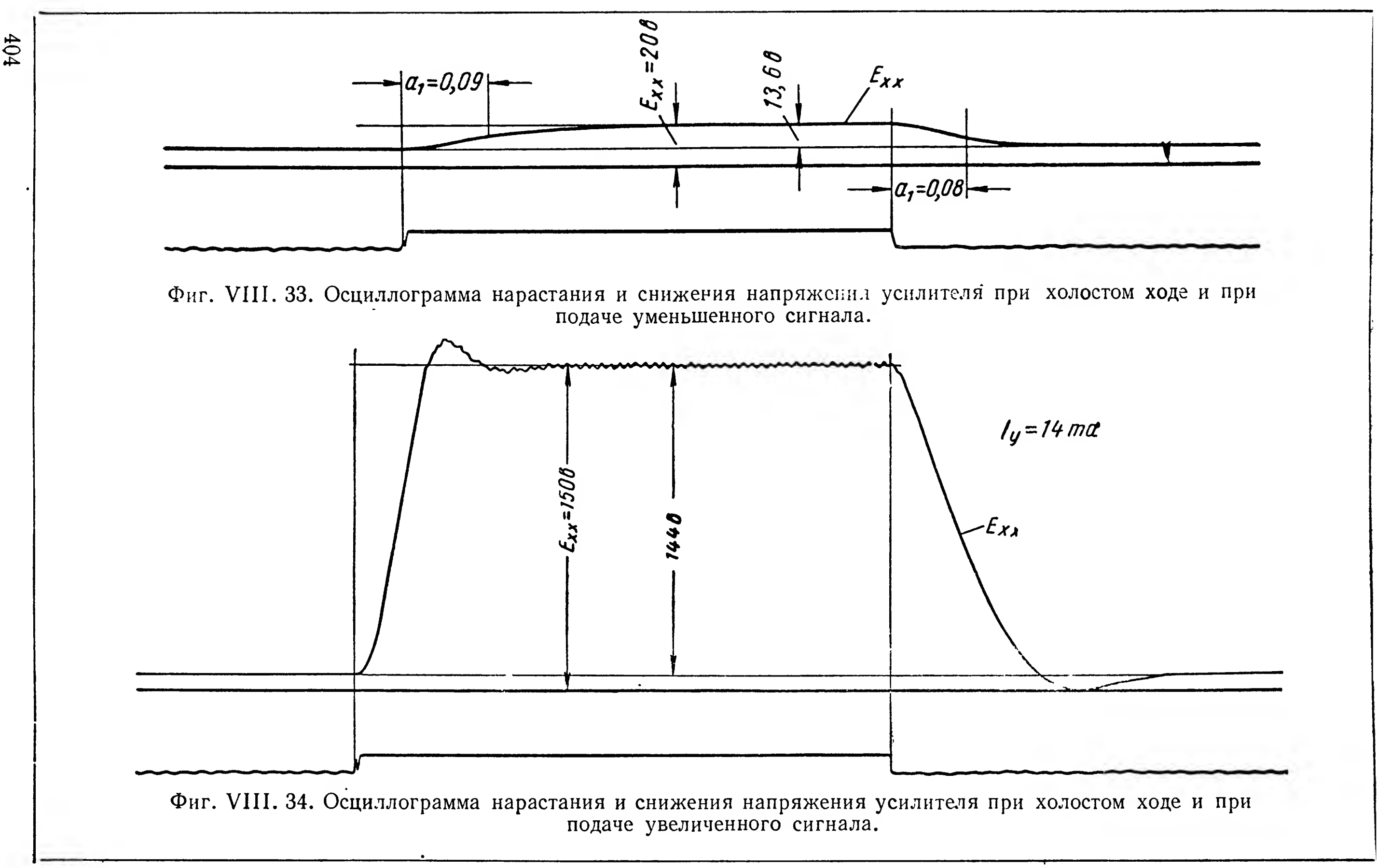
$$\xi = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{1{,}37}{\lg \frac{A_0}{A_1}}\right)^2}}; \tag{VIII. 45}$$

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{1{,}37}{1{,}43}\right)^2}} = 0{,}72; \quad a_2 = \left(\frac{a_1}{2\xi}\right)^2 = \left(\frac{0{,}08}{2 \cdot 0{,}72}\right)^2 = 0{,}0031,$$

что хорошо совпадает с расчетом.

При подаче на усилитель меньшего управляющего сигнала (фиг. VIII. 33) коэффициент a_2 падает из-за уменьшения величины μ_{xx}, а коэффициент a_1 возрастает вследствие увеличения сопротивления поперечной цепи.

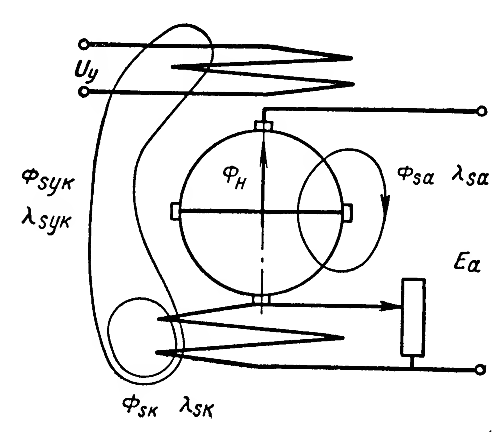
Нелинейность проявляется в несколько различном характере кривой нарастания и снижения, причем это различие тем больше, чем дальше отходят сигналы от значений, близких к номинальным (фиг. VIII. 34).



Фиг. VIII. 33. Осциллограмма нарастания и снижения напряжения усилителя при холостом ходе и при подаче уменьшенного сигнала.

Фиг. VIII. 34. Осциллограмма нарастания и снижения напряжения усилителя при холостом ходе и при подаче увеличенного сигнала.

Линеаризованная передаточная функция электромашинного усилителя при нагрузке. Действие потоков (фиг. VIII. 35), не учтенных при выводе идеализированной передаточной функции, заключается в следующем. Поток $\Phi_н$, создаваемый разностью магнитодвижущих сил обмоток якоря и компенсационной, связанный с обмоткой управления, при изменении рабочего тока не мгновенно следует за рабочим током, а отстает от него из-за постоянной времени продольной цепи. Поэтому его действие можно рассматривать как подачу дополнительного напряжения на обмотку управления, пропорционального рабочему току и вызывающего равноценный по величине размагничивающий поток.



Фиг. VIII. 35. Потоки рассеяния усилителя

Действие этого потока заменим дополнительной подачей на обмотку усилителя напряжения:

$$\Delta U_1 = \frac{\Phi_н r_y}{w_y \lambda_y} = \frac{r_y \left(w_я - w_к \frac{r_{1r}}{r_к + r_ш} \right)}{2 w_y} J_a. \qquad \text{(VIII, 46)}$$

Поток рассеяния якоря Φ_{sa} мгновенно следует за рабочим током. Чтобы учесть действие этого потока, нужно подать на обмотку управления напряжение

$$\Delta U_2 = \Phi_{sa} \frac{r_v}{w_y \lambda_y} \left(1 + \tau_y^* p\right). \qquad \text{(VIII. 47)}$$

Множитель $(1 + \tau_y^* p)$ служит для того, чтобы при изменении рабочего тока его действие мгновенно следовало за рабочим током.

Поток рассеяния $\Phi_{syк}$ компенсационной обмотки, связанный только с обмоткой управления и не связанный с обмоткой якоря, наводит трансформаторную э. д. с. в цепи обмотки управления. Эта э. д. с. может быть заменена дополнительной подачей на обмотку управления эквивалентного напряжения, равного

$$\Delta U_3 = M_{syк} J_a p = \lambda_{syк} w_y w_a J_a p. \qquad \text{(VIII. 48)}$$

Поток рассеяния компенсационной обмотки $\Phi_{sк}$ увеличивает ее общее сопротивление во время переходных процессов, при которых относительно больший ток проходит через активное сопротивление шунта, вследствие чего во время переходного процесса усилитель недокомпенсирован больше, чем в установившемся режиме. Это может быть учтено путем приложения к компенсационной обмотке дополнительных размагничивающих ампер-витков, пропорциональных ско-

рости изменения тока, или заменено дополнительной подачей на вход усилителя напряжения, равного

$$\Delta U_4 = \frac{r_y w_a L_{s\kappa}}{2w_y (r_{ш} + r_\kappa)} pJ_a. \qquad \text{(VIII. 49)}$$

Суммарное действие всех рассмотренных потоков может быть учтено подачей на обмотку управления напряжения по формуле

$$U_y - \Delta U_1 - \Delta U_2 - \Delta U_3 - \Delta U_4 = \frac{E_a}{\mu_{xx}} (1 + a_1 p + a_2 p^2). \qquad \text{(VIII. 50)}$$

Обозначая

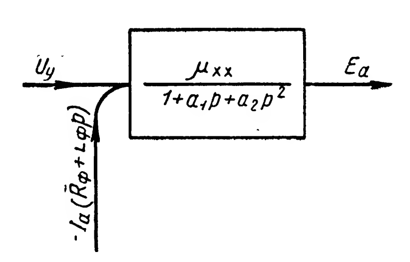
$$\left.\begin{aligned} r_ф &= \frac{\mu_{xx} r_y w_я}{w_y} \left(\frac{1}{2} - \frac{w_\kappa}{2w_a} \cdot \frac{r_ш}{r_ш + r_\kappa} + \frac{\lambda_{sa}}{\lambda_y} \right), \\ L_ф &= \frac{\mu_{xx} r_y w_я}{w_y} \left[\frac{w_y^2}{R_y} (\lambda_{sa} + \lambda_{sy\kappa}) + \frac{w_a^2}{3(r_ш + r_\kappa)} (\lambda_{s\kappa} + \lambda_{sa}) \right], \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII. 51)}$$

получим

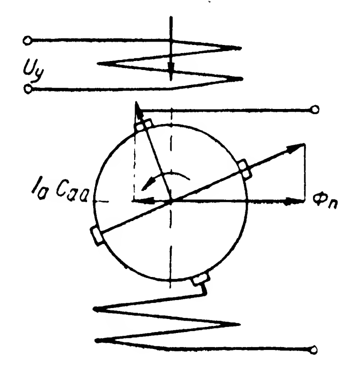
$$\mu_{xx} U_y = E_a (1 + a_1 p + a_2 p^2) + J_a (r_ф + L_ф p). \qquad \text{(VIII. 52)}$$

Структурная схема усилителя с учетом рассмотренных факторов показана на фиг. VIII. 36.

При сдвиге продольных щеток с нейтрали (фиг. VIII. 37) по направлению вращения нагрузочный ток уменьшает поперечный поток и увеличивает его при сдвиге против направления вращения. Это можно учесть изменением омического сопротивления силовой цепи



Фиг. VIII. 36. Структурная схема усилителя при нагрузке.



Фиг. VIII. 37. Влияние сдвига продольных щеток на работу усилителя.

на величину коэффициента пропорциональности C_{aa} при определении э. д. с. продольной цепи в зависимости от величины тока нагрузки. Кажущееся сопротивление силовой цепи при разомкнутой поперечной цепи будет

$$r_a' = r_a + C_{aa}.$$

Обычно траверса щеткодержателей выполняется общей для продольных и поперечных щеток, сдвиг которых против направления вращения может вызвать самовозбуждение усилителя под действием как продольной, так и поперечной цепи. Если размагничивающее

действие потерь в железе и коммутации имеет значительную величину, а сопротивление внешней цепи мало, то может наступить самовозбуждение по рабочему току при меньшем сдвиге, чем самовозбуждение по напряжению.

Уточнение передаточной функции реального электромашинного усилителя. Передаточная функция усилителя может быть уточнена в соответствии со схемой (фиг. VIII. 38), в которой размагничивающее действие потерь в железе и коммутации поперечных щеток заменено действием фиктивной короткозамкнутой обмотки. Сохраняя по-прежнему допущение о линейности системы для этой схемы, можно составить следующие уравнения:

для контура обмотки управления

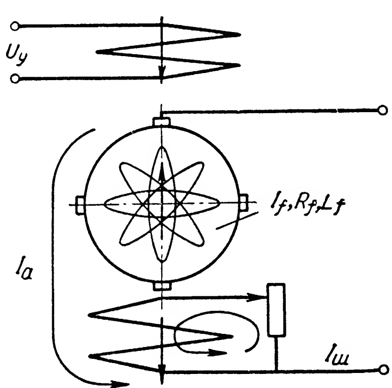
$$U_y = J_y r_y (1 + \tau_y p) - J_n M_{yn} p - J_ш M_{yк} p + J_a M_{ya} p - J_f M_{yf} p, \qquad \text{(VIII. 53)}$$

для контура поперечной цепи

$$0 = -J_y (C_{ny} + M_{ny} p) + J_n (C_{nn} + r_n + L_n p) + J_ш (C_{nш} + M_{nш} p) - J_a (C_{na} + M_{na} p) + J_f (C_{nf} + M_{nf} p), \qquad \text{(VIII. 54)}$$

для контура компенсационной обмотки, замкнутой шунтирующим сопротивлением,

$$0 = -J_y M_{кy} p + J_n M_{кn} p + J_ш (r_к + r_ш + L_к p) - J_a (r_к + M_{кa} p) + J_f M_{кf} p, \qquad \text{(VIII. 55)}$$



Фиг. VIII. 38. Схема с фиктивной короткозамкнутой обмоткой, имитирующей влияние потерь в стали и размагничивающего действия коммутации.

для контура силовой цепи (от выходных клемм усилителя с напряжением U_2 по обмотке якоря и компенсационной обмотке)

$$U_2 = J_y (C_{ay} + M_{ay} p) - J_n (C_{an} + M_{an} p) - J_ш (C_{aш} + M_{aш} p) + J_a (r_a + C_{aa} + L_a p) - J_f (C_{af} + M_{af} p), \qquad \text{(VIII. 56)}$$

для фиктивного короткозамкнутого контура в якоре, имитирующего потери в стали и секции обмотки якоря, замкнутые накоротко поперечными щетками,

$$0 = J_y (C_{fy} + M_{fy} p) - J_n (C_{fn} + M_{fn} p) - J_ш (C_{fш} + M_{fш} p) - J_a (C_{fa} + M_{fa} p) + J_f (r_f + C_{ff} + L_f p). \qquad \text{(VIII. 57)}$$

При составлении этих уравнений за положительное направление потока принято направление, показанное на фиг. VIII. 38.

Совместное решение этих уравнений приведет к передаточной функции пятого порядка с числителем также пятого порядка.

Громоздкость формулы и подсчета ее коэффициентов затрудняет практическое ее применение.

Пренебрегая в уравнении (VIII. 54) членами с коэффициентами M_{ny}, $M_{nш}$, M_{na}, M_{nf} в уравнении (VIII. 56) — членами с коэффициентами C_{ay}, M_{ay}, M_{an}, $C_{aш}$, $M_{aш}$, C_{af}, M_{af} и в уравнении (VIII. 57) — членами с коэффициентами C_{fy}, M_{fy}, M_{fn}, $C_{fш}$, $M_{fш}$, C_{fa}, M_{fa}, L_f, а также принимая

$$\frac{R_y + L_y p - M_{yк} p \dfrac{M_{кy} p}{r_к + r_ш + L_к p}}{C_{ny} + C_{nш} \dfrac{M_{кy} p}{r_к + r_ш + L_к p}} \approx \frac{r_y}{C_{ny}} (1 + \tau_y p + \tau_к p),$$

$$C_{nш} \tau_y - \frac{M_{yк} C_{ny}}{r_y} \approx 0,$$

получим выведенное ранее уравнение, но с несколько уточненными коэффициентами:

$$U_y \mu_{x\cdot x} = E_a (1 + a_1 p + a_2 p^2) + J_a (r_ф + L_ф p), \qquad \text{(VIII. 58)}$$

где

$$\left.\begin{aligned}
&\mu_{x\,x} = \frac{C_{ny} C_{an}}{r_y r_n (1 + k)}; \quad a_1 = \frac{\tau_y + \tau_к + \tau_{sв}\, к + \tau_n}{1 + k};\\
&a_2 = \frac{(\tau_y + \tau_к)\, \tau_n}{1 + k};\\
&L_ф = \frac{C_{ar}}{(1 + k)\, r_n} \left(\frac{M_{na} C_{nш}}{r_к + r_ш} + M_{ya} \frac{C_{ny}}{r_y} - C_{na} \tau_к - C_{na} \tau_y \right);\\
&r_ф = \frac{C_{an}}{(1 + k)\, r_n} \left(\frac{C_{nш} r_к}{r_к + r_ш} - C_{na} \right);\\
&k = \frac{C_{nn}}{r_n} + \frac{C_{nf} C_{fn}}{r_n r_f}\\
&\tau_{sв} = \left(\frac{C_{nn}}{r_n} + \frac{C_{nf} C_{fn}}{r_n r_f} \right) (\tau_в + \tau_к) - \frac{C_{ny} r_{yn}}{r_y r_n} \left(1 + \frac{C_{fn}}{r_f} \right) -\\
&\qquad - \frac{C_{nш}}{r_n} \frac{M_{кn} + M_{кf}}{r_к + r_ш} \frac{C_{fn}}{r_f}.
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.59)}$$

Передаточная функция электромашинного усилителя при нагрузке, содержащей индуктивность. При работе усилителя на нагрузку, содержащую индуктивность, ток нагрузки может быть определен из следующих уравнений:

уравнение усилителя

$$U_y \mu_{xx} = E_a (1 + a_1 p + a_2 p^2) + J_a (r_ф + L_ф p).$$

Уравнение силовой цепи

$$E_a = J_a r_c (1 + \tau_э p),$$

где

$$\tau_э = \frac{L_c}{r_c}; \qquad \text{(VIII. 60)}$$

L_c — суммарное индуктивное сопротивление нагрузки $L_н$ и силовой цепи усилителя L_a;

r_c — суммарное омическое сопротивление нагрузки $R_н$ и силовой цепи усилителя R'_a.

Совместное решение этих уравнений дает

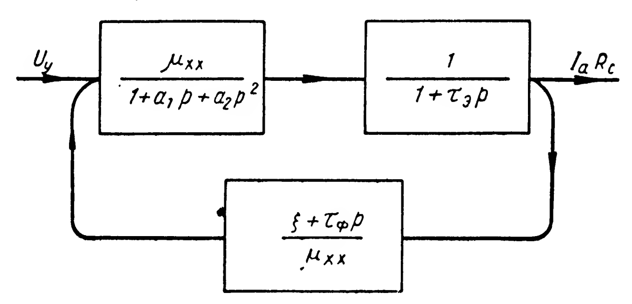
$$U_y\mu_{xx} = J_a r_c\,[(1 + a_1 p + a_2 p^2)(1 + \tau_э p) + \xi_н + \tau_ф p], \quad \text{(VIII. 61)}$$

где

$$\xi_н = \frac{r_ф}{r_c}; \quad \tau_ф = \frac{L_ф}{r_c}. \quad \text{(VIII. 62)}$$

Структурная схема уравнения (VIII. 61) приведена на фиг. VIII.39.

Формула (VIII. 61) показывает, что при большом значении коэффициента недокомпенсации $\xi_н$ система может потерять устойчивость, и при этом возникнут автоколебания тока.



Фиг. VIII. 39. Структурная схема усилителя при нагрузке, содержащей индуктивность.

Склонность к возникновению таких автоколебаний увеличивается при сдвиге щеток с нейтрали в сторону против направления вращения усилителя, главным образом за счет уменьшения кажущегося сопротивления силовой цепи. Наблюдались случаи, когда при возникновении этих автоколебаний на обмотке управления с номинальным напряжением 15 *в* появлялось напряжение примерно 20 000 *в*, которое вызывало пробой изоляции.

При работе усилителя на высокоомную нагрузку, например на обмотку возбуждения, членами $\xi_н$ и $\tau_ф$ можно пренебречь и считать

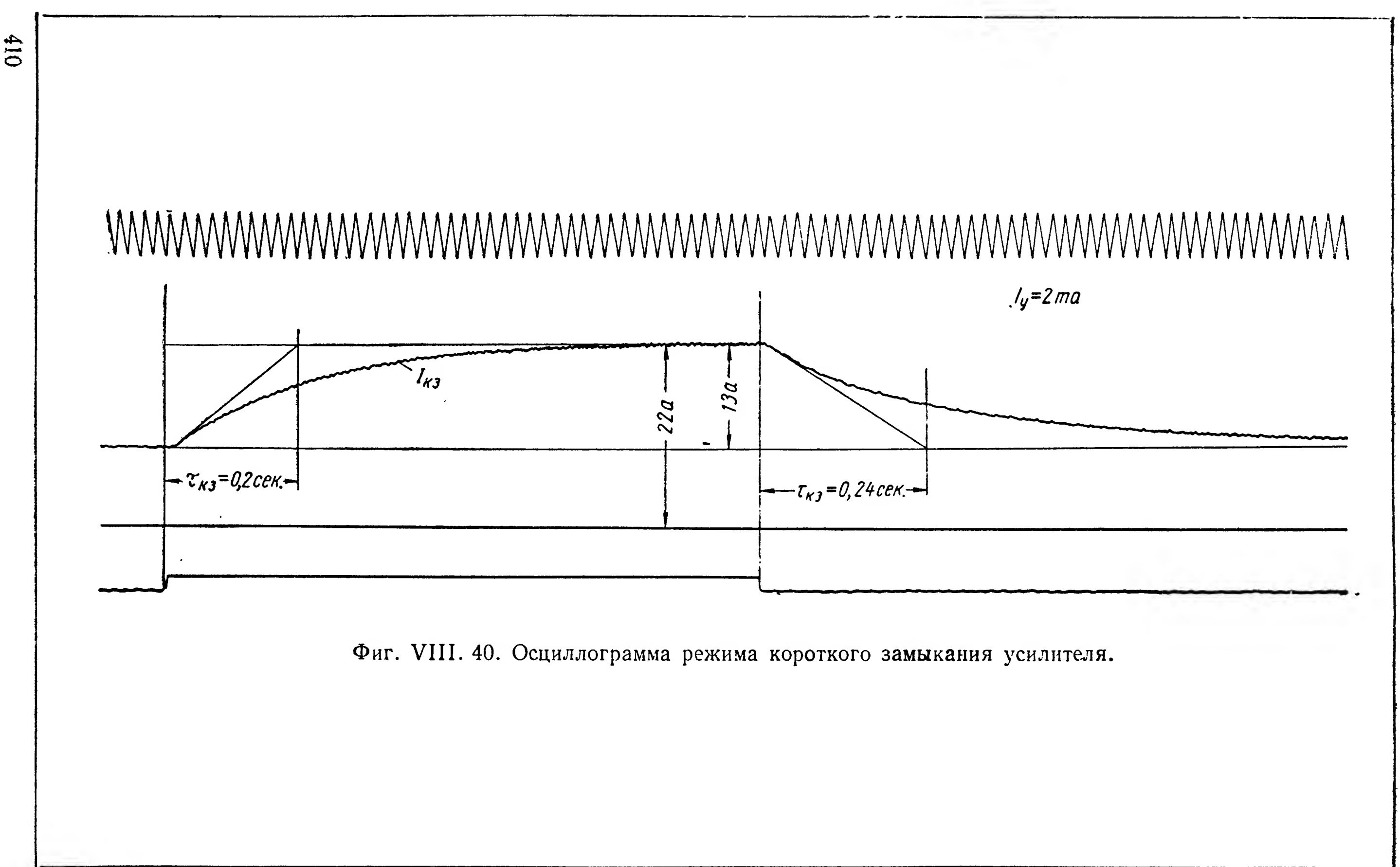
$$U_y\mu_{xx} = (1 + a_1 p + a_2 p^2)(1 + \tau_э p).$$

При работе усилителя на низкоомную нагрузку, например на заторможенный якорь исполнительного двигателя, членами $\xi_н$ и $\tau_ф$ пренебрегать нельзя. Для расчета следящих систем логарифмическим методом формулу (VIII. 61) целесообразно представить в виде

$$U_y\mu_{xx} = (1 + \tau_{кз} p)(1 + b_1 p + b_1\tau_э p^2)\,Jr_д,$$

где $r_д$ — действующее сопротивление усилителя, определяемое по желаемой характеристике короткого замыкания усилителя;

$$r_д = \frac{E_{xx}}{J_{кз}}.$$



Фиг. VIII. 40. Осциллограмма режима короткого замыкания усилителя.

Коэффициенты $\tau_{кз}$ и b_1 обычно определяют по осциллограмме тока короткого замыкания, как это показано на фиг. VIII. 40.

Коэффициент $\tau_{кз}$ определяют любым известным способом, считая кривую тока короткого замыкания экспонентой.

Коэффициент b_1 определяют как запаздывание этой экспоненты. Для уменьшения влияния нелинейности ток короткого замыкания должен быть в 2—3 раза больше номинального.

При отсутствии возможности экспериментального определения коэффициентов для предварительных расчетов можно принять

$$\lambda_s = \lambda_{sa} + \lambda_{syк} = \lambda_{sк} + \lambda_{sa} = \alpha D + \beta l,$$

где D — диаметр якоря в *см*;

l — длина железа якоря в *см*.

Испытания показывают, что $\alpha \approx 1$; $\beta \approx 0{,}5$.

Обычно коэффициент $\tau_{кз} \gg b_1$; в этом случае

$$\tau_{кз} \approx \frac{\tau_ф}{1+\xi_n} = \frac{J_{кз} w_я}{J_y w_y}\left(\frac{w_y^2}{r_y} + \frac{w_я^2}{3\,(r_ш)}\right)(\lambda_s);$$

$$b_1 \approx \frac{a_2}{(1+\xi_н)\,\tau_{кз}} = \frac{J_{кз} w_я}{J_y w_y}\,\frac{1}{24\,n_s^2 \tau_{кз}}\,\frac{w_y^2 r_c}{w_я^2 r_y};$$

$$b_2 \approx b_1 \tau_э.$$

Пример. Для усилителя с параметрами, приведенными ранее и имеющего: $D = 10$ *см*, $l = 10$ *см*, $r_ш = 10$ *ом*, $J_{кз} = 14{,}5$ *а* при $J_y = 4$ *ма*, получим

$$\tau_{кз} = \frac{J_{кз} w_я \cdot 10^{-8}}{J_y w_y}\left(\frac{w_y^2}{r_y} + \frac{w_я^2}{3 r_ш}\right)\left(D + \frac{l}{2}\right) =$$

$$= \frac{14{,}5 \cdot 160 \cdot 10^{-8}}{4 \cdot 10^{-3} \cdot 5200}\left(\frac{5200^2}{3200} + \frac{160}{3 \cdot 10}\right)\left(10 + \frac{10}{2}\right) \approx 0{,}16 \text{ сек.};$$

$$b_1 = \frac{J_{кз} w_я}{J_y w_y} \cdot \frac{1}{24 n_s^2 \tau_{кз}}\,\frac{w_y^2 r_c}{w_a r_y} = \frac{14{,}5 \cdot 160}{4 \cdot 10^{-3} \cdot 5200}\,\frac{1}{24 \cdot 50^2 \cdot 0{,}16}\,\frac{5200^2 \cdot 2{,}5}{160^2 \cdot 3200} = 0{,}094 \text{ сек.},$$

что достаточно совпадает с данными, полученными на осциллограмме (фиг. VIII. 40).

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев А. Е., Байко В. Ф., Болдырев Г. Л., Нориевский Б. И., Росин Е. И., Сравнение статических и динамических характеристик двух- и трехступенчатых электромашинных усилителей с продольным полем, «Электричество» № 12, 1957, стр. 24.

2. Блажнин А. Т., Электромашинная автоматика в горном электроприводе, Углетехиздат, 1953.

3. Горяинов Ф. А., Гусев Б. Я., Исследование двухступенчатого электромашинного регулятора продольного поля, Труды Московского ордена Ленина энергетического института, вып. 15, стр. 55.

4. Горяинов Ф. А., Токарев Б. Ф., Переходные процессы в трехступенчатом ЭМУ продольного поля, Труды Московского ордена Ленина энергетического института, вып. 16, 1956.

5. Гинсбург С. Г., Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях, «Советское радио», 1954.

6. Ермолин Н. П., Переходные процессы в машинах постоянного тока, Госэнергоиздат, 1951.
7. Киннель Г., Электромашинный усилитель амплидин. Сообщение AEG, т. 42, 1952, стр. 83.
8. Петров Г. Н., Электрические машины, ч. II, Коллекторные машины постоянного тока, Госэнергоиздат, 1947.
9. Эпштейн Я. С., Переходные процессы в амплидине, «Вестник электропромышленности», 1945, № 1/2, стр. 5.
10. Явлинский Н. А., Электрические машины для систем автоматического регулирования, ВЗЭИ, 1957.
11. Якименко Н. М., Электромашинный усилитель как элемент регулирующей системы, «Электричество» № 9, 1948.
12. Яковлев В. И., Переходные процессы в системе генератор — двигатель с управляемым возбудителем, «Электричество» № 4, 1956.
13. Tschappu, Rototrol, «Bulletin Schweizarischen elektrotechnischen Vereins», т. 42, 1951, стр. 796.
14. Nechleba F., Die Rapidyne ein moderner Maschinenverstarker, «ETZ», Ausg. A, Bd. 77, № 11, 1956, S. 326—329.
15. Griffin J., The Magnicon, «Electrical Times» 119, 1951, p. 596—646.
16. Seed D. R. N., Rotating Amplifiers, «Electrical Times», 118, 1950, p. 566—571.

ГЛАВА IX

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Для увеличения общего коэффициента усиления по мощности в гидравлических и пневматических системах регулирования применяются гидравлические и пневматические усилители.

В большинстве случаев гидроусилители и пневмоусилители сходны по принципу действия и конструкции, что объясняется известным сходством физических свойств рабочих агентов, используемых в этих усилителях.

Применяемые в технике регулирования гидро- и пневмоусилители разделяются на два основных класса: дроссельные усилители и струйные усилители.

Из существующих конструкций усилителей первого класса рассмотрим лишь наиболее распространенные: усилитель типа сопло—заслонка и золотник.

Приводимые ниже основы теории и методы расчета этих двух типов усилителей могут быть использованы также при конструировании игольчатых, клапанных и других реже применяемых дроссельных усилителей.

Пневмоусилители и особенно гидроусилители отличаются большим коэффициентом усиления, надежностью, простотой и компактностью конструкции, благодаря чему они широко применяются в технике автоматического управления и регулирования.

На практике используются дроссельные и струйные усилители как одностороннего, так и двустороннего действия.

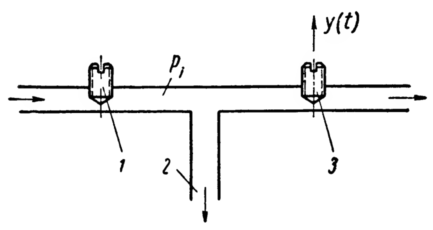
Дроссельные усилители, особенно двустороннего действия, по сравнению с усилителями струйными обладают большей выходной мощностью и более высоким быстродействием. Однако в ряде случаев, например при одновременном управлении несколькими параллельными объектами, применение дроссельных усилителей одностороннего действия может упростить схему управления.

Для повышения выходной мощности применяются также двухкаскадные гидравлические и пневматические усилители.

1. ДРОССЕЛЬНЫЕ ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Дроссельные гидравлические усилители представляют собой устройства (фиг. IX. 1), позволяющие получать на их выходе переменные значения давления управляющей жидкости $p_i = f\,[y\,(t)]$ в зависимости от входного задающего воздействия $y\,(t)$.

К числу применяемых в технике автоматического регулирования и управления дроссельных усилителей, работающих по гидравлическому принципу, относятся устройства, в которых в качестве управляющих элементов используются игольчатые дроссели различных профилей, золотники и заслонки. Дроссельные гидравлические усилители выполняются обычно однокаскадными или двухкаскадными и реже многокаскадными.



Фиг. IX. 1. Принципиальная схема гидравлического дроссельного усилителя:

1—дроссель постоянного сечения; 2—отвод давления к сервомотору; 3 — дроссель переменного сечения; $y(t)$ — задающее воздействие; p_i — переменное давление.

Однокаскадные дроссельные усилители типа сопло — заслонка. В большинстве случаев, особенно для промышленных объектов, подвижной элемент — заслонка усилителя, выполненного по однокаскадной схеме, в динамике может рассматриваться как безынерционное звено.

Статические характеристики однокаскадных дроссельных усилителей без учета сопротивлений могут быть получены из выражений, применяемых для определения расходов управляющей жидкости.

Расход управляющей жидкости через дроссель *3* (фиг. IX. 2, *б*) или через сопло, дросселируемое извне управляющей заслонкой, определяется формулой

$$Q_2 = \alpha_2 f_2 \sqrt{\frac{2g}{\gamma}(p_2 - p_3)}, \qquad \text{(IX. 1)}$$

где α_2 — коэффициент расхода;

f_2 — проходное сечение управляющего дросселя или сопла;

γ — удельный вес жидкости;

g — ускорение силы тяжести;

p_2 — давление в полости между дросселями;

p_3 — давление за управляющим дросселем или соплом.

Если истечение управляющей жидкости происходит в атмосферу, формула (IX. 1) примет вид

$$Q_2 = \alpha_2 f_2 \sqrt{\frac{2g}{\gamma} p_2} \qquad \text{(IX. 2)}$$

Сечение f_2 изменяется в пределах $0 < f_2 \leqslant \frac{\pi d^2}{4}$, где d — внутренний диаметр седла управляющего дросселя или сопла на его выходе.

Входящие в уравнение (IX. 1) и уравнение (IX. 2) величины, кроме коэффициента расхода α_2, либо являются постоянными, либо определяются конструкцией усилителя и его размерами.

На основании известных исследований коэффициент расхода, в основном, зависит только от числа Рейнольдса Re и изменяется в пределах 0,6—0,7. Меньшее значение коэффициента расхода соответствует управляющему дросселю, выполненному в виде игольча-

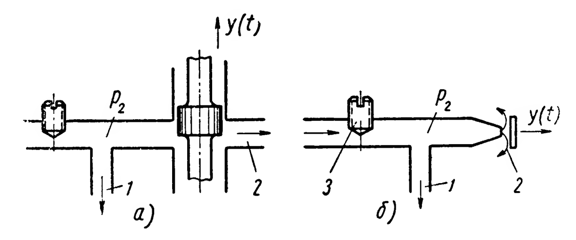
того клапана, а также соплу, работающему при небольших перепадах давления. При значительных перепадах давления коэффициент расхода для сопла возрастает до значения ~0,7.

Расход управляющей жидкости через постоянный дроссель 1 (см. фиг. IX. 1) при неподвижном или отключенном исполнительном механизме определяется формулой

$$Q_1 = \alpha_1 f_1 \sqrt{\frac{2g}{\gamma}(p_1 - p_2)}, \qquad \text{(IX. 3)}$$

где α_1 — коэффициент расхода;
f_1 — проходное сечение постоянного дросселя;
p_1 — давление управляющей жидкости на входе в постоянный дроссель;
остальные обозначения соответствуют принятым в формулах (IX. 1) и (IX. 2).

При установившемся состоянии расходы жидкости через постоянный и управляющий дроссели являются равными, т. е. $Q_1 = Q_2$.



Фиг. IX. 2. Схемы дроссельных усилителей:

а — схема дроссельного усилителя с золотником; $y(t)$ — задающее воздействие; p_2 — переменное давление; 1 — отвод давления к сервомотору; 2 — слив; *б* — схема дроссельного усилителя типа сопло — заслонка; $y(t)$ — задающее воздействие; p_2 — переменное давление; 1 — отвод давления к сервомотору; 2 — слив; 3 — дроссель постоянного сечения.

Учитывая, что в большинстве случаев давление за соплом (управляющим дросселем) равно атмосферному, получим из уравнений (IX. 1) и (IX. 2) следующее выражение для давления p_2:

$$p_2 = \frac{p_1}{1 + \left(\frac{\alpha_2 f_2}{\alpha_1 f_1}\right)^2}. \qquad \text{(IX. 4)}$$

Полагая, что $f_2 = ky$ где $k = \left(\frac{\partial f_2}{\partial y}\right)_0$ и учитывая, что α_1 и f_1 являются постоянными величинами, из уравнения (IX. 4) найдем

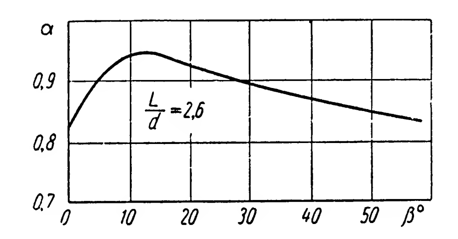
$$y = \frac{\alpha_1 f_1}{\alpha_2 k} \sqrt{\frac{p_1}{p_2} - 1}. \qquad \text{(IX. 5)}$$

Таким образом, характеристика дроссельного усилителя $p_2 = f(y)$ зависит в основном от коэффициента расхода управляющего дросселя (или сопла) и значения коэффициента k.

Коэффициент расхода α_2 для усилителя с управляющим дросселем при расчетах может быть принят, для наиболее часто встречающихся пределов изменения $\frac{f_2}{f_1} \leqslant 0{,}16$, равным 0,605—0,61.

Для сопел коэффициент расхода α_2 зависит в известной мере от конструктивного выполнения сопла. Так, для конических сопел, в зависимости от величины угла конуса β коэффициент расхода для чисел Рейнольдса показан на фиг. IX. 3. Для определения коэффициента расхода при конструировании цилиндрических сопел можно воспользоваться графиком, приведенным на фиг. IX. 4.

Кривые *A* представляют собой зависимость изменения коэффициента расхода α_2 от числа Рейнольдса для различно выполненных



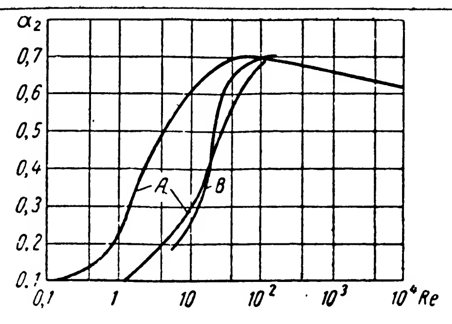
Фиг. IX. 3. Изменение коэффициента расхода в зависимости от угла конусности сопла:

α — коэффициент расхода; $\beta°$ — угол конусности; L — длина сопла; d — диаметр сопла.

насадков Вентури, а кривая *B* — зависимость коэффициента расхода α_2 от чисел Рейнольдса для насадка, изображенного на фиг. IX. 5. Таким образом, для предварительного определения коэффициента расхода для сопел, отличающихся по конструкции от сопла, изображенного на фиг. IX. 5, можно пользоваться кривыми *A*. Более точно коэффициент расхода сопла следует определять посредством тарировки его с учетом вязкости и температуры жидкости.

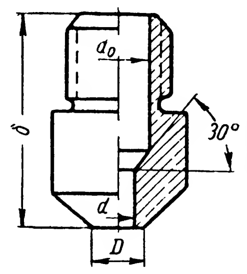
На фиг. IX. 6 приведены экспериментальные характеристики однокаскадного дроссельного усилителя типа сопло — заслонка, для сопел различной формы при разных начальных давлениях рабочей жидкости. Сплошными линиями изображены характеристики для цилиндрических сопел, пунктирными — для сопла, изображенного на фиг. IX. 5.

Для улучшения статических характеристик усилителя иногда применяют конструкции, работающие с постоянным перепадом давлений на дросселе постоянного сечения. Для этого, как показано на фиг. IX. 7, в схему усилителя вводится дополнительный редукционный клапан, который несколько изменяет характеристику усилителя в сторону увеличения ее крутизны, повышая коэффициент усиления. Кроме того, характеристика усилителя смещается в сторону бо́льших отклонений заслонки, что повышает надежность усилителя предохраняя его от случайного засорения.

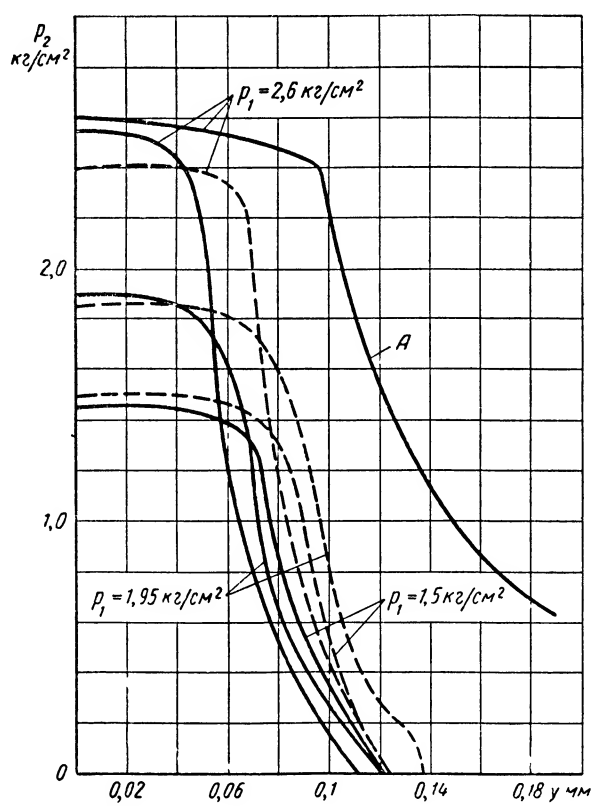


Фиг. IX.4. Изменение коэффициента расхода в засисимости от числа Рейнольдса:

α_2 — коэффициент расхода; Re — число Рейнольдса.



Фиг. IX. 5. Конструкция сопла гидравлического дроссельного усилителя: d — выходной диаметр сопла (1,42 — 1,45 *мм*) $\left(\frac{D}{d} = 2,19 \div 1,84\right)$.



Фиг. IX. 6. Характеристики однокаскадного усилителя типа сопло—заслонка: p_1 — давление питания; p_2 — давление за дросселем постоянного сечения (выходная величина); y — перемещение заслонки; A — характеристика усилителя с постоянным перепадом давления на дросселе постоянного сечения.

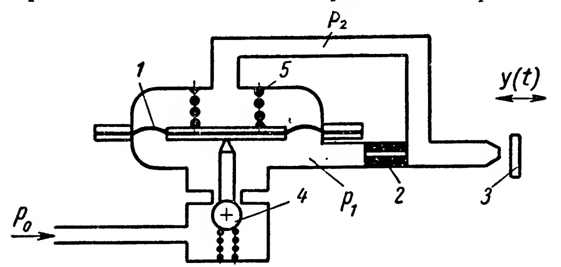
Примерная характеристика усилителя типа сопло — заслонка с поддержанием постоянного перепада давления на дросселе постоянного сечения изображена кривой *А* (фиг. IX. 6).

На основании уравнений вида (IX. 1) и (IX. 3) зависимость давления p_2 за дросселем постоянного сечения от величины отклонения заслонки y для однокаскадного усилителя может быть выражена следующим образом:

$$p_2 = p_0 \left(\frac{\alpha_1 f_1}{\alpha_3 \pi d_3} \right)^2 \frac{1}{y^2 - \left(\frac{\alpha_2 f_2}{\alpha_3 \pi d_3} \right)^2}, \qquad (IX. 6)$$

где α_3 и d_3 — коэффициент расхода и диаметр сопла.

Возможна также работа усилителя при поддержании постоянного перепада давлений на переменном дросселе путем повышения противодавления на выходе из сопла. Однако при этом не удается получить значительного улучшения характеристики усилителя, и, кроме того, уменьшается возможный диапазон изменения давления, создаваемого усилителем.



Фиг. IX. 7. Схема дроссельного усилителя типа сопло — заслонка с постоянным перепадом давлений на дросселе постоянного сечения:

1 — мембрана; *2* — дроссель постоянного сечения; *3* — заслонка; *4* — редуктор; *5* — пружина; p_0, p_1 и p_2 — давления жидкости; $y(t)$ — управляющее воздействие.

При конструировании гидравлических дроссельных усилителей с управляющей заслонкой существенное значение имеет правильный выбор величины давления p_1 и, следовательно, пределов изменения p_2, во избежание чрезмерной перегрузки датчика, управляющего заслонкой.

Дроссельная заслонка испытывает со стороны дросселируемой струи управляющей жидкости усилие, которое передается датчику и является причиной, увеличивающей статическую ошибку регулятора.

При расстояниях между торцом сопла и заслонкой по величине меньших внутреннего выходного диаметра сопла d_2, заслонка испытывает действие двух сил: S_1 — от статического давления, существующего в вытекающей из сопла жидкости, и S_2 — от гидродинамического давления струи, возникающего вследствие изменения скорости струи при встрече с заслонкой.

Для сопел с острой кромкой, которые являются наиболее целесообразными в гидравлических усилителях, сила S_1, для отклонений заслонки на величину $< \frac{d_2}{4}$, может быть определена приближенно из выражения

$$S_1 = \frac{\pi d_2^2}{4} (p_2 - p_3). \qquad (IX. 7)$$

Для отклонений заслонки, превышающих величину $\frac{d_2^2}{4}$, при определении силы S_1 необходимо знать характер распределения давления в слое жидкости, растекающейся по поверхности заслонки.

Зная геометрию сопла и заслонки, можно на основании уравнения Бернулли

$$\frac{p_1}{\gamma}+\frac{w_1^2}{2g}=\frac{p_2}{\gamma}+\frac{w_2^2}{2g}$$

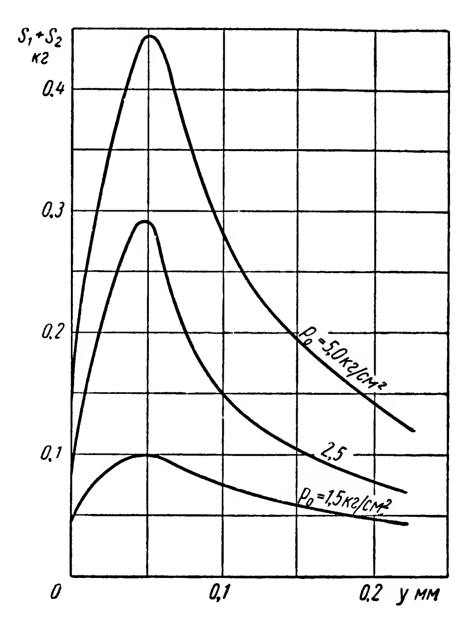
определить для каждого положения заслонки относительно сопла давление жидкости в любой точке струи и таким образом найти значение силы S_1, действующей на заслонку. Сила S_2 может быть найдена из выражения

$$S_2=\rho Q w, \qquad (IX.8)$$

где $\rho=\frac{\gamma}{g}$ — плотность жидкости;

Q — расход жидкости через сопло;

w — скорость истечения жидкости.



Фиг. IX. 8. Изменение суммарного усилия, действующего со стороны струи на заслонку:

S_1+S_2 — усилие в *кг*; y — перемещение заслонки в *мм*; p_0 — начальное давление в *кг/см²*.

В качестве примера на фиг. IX. 8 приведены кривые изменения суммарного усилия S_1+S_2, действующего со стороны струи на заслонку в зависимости от начального давления управляющей жидкости и перемещения заслонки.

Эти кривые показывают, что для мощных дроссельных гидравлических усилителей применение управляющей заслонки нецелесообразно, так как при этом возникают весьма значительные усилия, действующие на датчик или управляющий элемент системы.

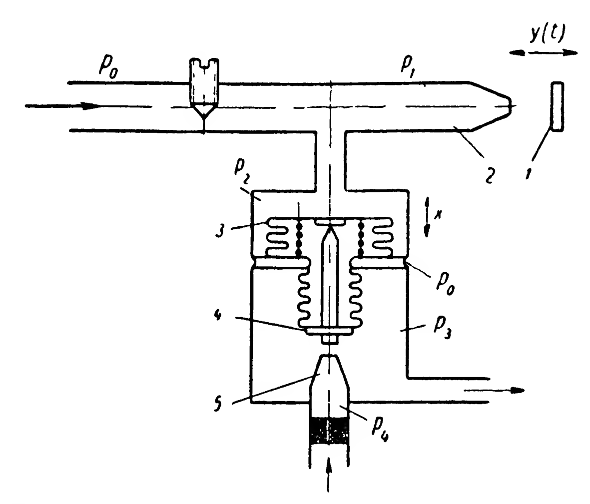
Двухкаскадные усилители типа сопло—заслонка. Эти усилители (фиг. IX. 9) являются более сложными устройствами, чем однокаскадные усилители.

Статические характеристики отдельных элементов двухкаскадных усилителей ничем не отличаются от характеристик элементов однокаскадных усилителей. Поэтому методика расчета статических характеристик однокаскадных усилителей целиком применима и для двухкаскадных усилителей.

При рассмотрении вопросов динамики двухкаскадных усилителей типа сопло — заслонка необходимо учитывать влияние объемов промежуточных полостей между отдельными каскадами. В качестве

примера рассмотрим передаточную функцию двухкаскадного гидравлического усилителя, приведенного на фиг. IX. 9. Управляющее воздействие $y(t)$ приложено к заслонке *1*. Выходной величиной является давление p_3, подводимое с выхода усилителя к силовому сервомотору, влияние которого не учитывается.

При неустановившемся состоянии расход рабочей жидкости ΔQ_1 равен сумме расходов жидкостей ΔQ_2 и ΔQ_3. Из них ΔQ_2 опреде-



Фиг. IX. 9. Схема гидравлического двухкаскадного усилителя типа сопло — заслонка:

1 — заслонка первого каскада; *2* — сопло первого каскада; *3* — сильфон; *4* — заслонка второго каскада; *5* — сопло второго каскада; p_0, p_1, p_2, p_3 и p_4 — давления; $y(t)$—задающее воздействие; x — перемещение заслонки второго каскада.

ляется отклонением дроссельной заслонки *1*, а ΔQ_3 — скоростью движения сильфона *3* второго каскада усилителя.

Таким образом, в неустановившемся состоянии

$$\Delta Q_1 = \Delta Q_2 + \Delta Q_3. \tag{IX. 9}$$

Расход жидкости ΔQ_1 будет

$$\Delta Q_1 = \left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1}\right)_0 \Delta p_1. \tag{IX. 10}$$

В линейном приближении расход ΔQ_2 можно выразить зависимостью

$$\Delta Q_2 = \left(\frac{\partial Q_2}{\partial p_1}\right)_0 \Delta p_1 + \left(\frac{\partial Q_2}{\partial y}\right)_0 \Delta y; \tag{IX. 11}$$

здесь p_1 — давление в первом каскаде;

y — перемещение управляющей заслонки первого каскада.

Для расхода ΔQ_3 соответственно будет

$$\Delta Q_3 = F_x \frac{dx}{dt}. \tag{IX. 12}$$

Уравнение равновесия заслонки второго каскада можно записать, если пренебречь массой подвижных частей, связанных с заслонкой, в виде

$$\Delta p_2 F_x - \Delta p_3 f_x - \Delta p_4 f_{c2} = c_x \Delta x; \qquad \text{(IX. 13)}$$

здесь F_x — эффективная площадь большого сильфона;
f_x — эффективная площадь малого сильфона;
c_x — коэффициент жесткости пружины;
f_{c2} — выходное сечение сопла второго каскада.

Перетекание жидкости обычно имеет ламинарный характер, поэтому потеря давления между камерами, на основании закона Пуазейля, может быть выражена следующим образом;

$$\Delta p_1 - \Delta p_2 = \frac{32\mu l}{d^2} \cdot \frac{dx}{dt}; \qquad \text{(IX. 14)}$$

здесь μ — абсолютная вязкость жидкости;
l — расстояние между осевой линией первого сопла и днищем сильфона второго каскада;
d — диаметр переходного канала между камерами;
p_2 — давление жидкости на сильфон сверху.

Для второго каскада при неустановившемся состоянии и пренебрегая влиянием малого сильфона, имеем

$$\Delta Q_4 - \Delta Q_5 = -f_x \frac{dx}{dt}, \qquad \text{(IX. 15)}$$

где ΔQ_4 — расход жидкости через сопло второго каскада;
ΔQ_5 — расход жидкости на выходе усилителя.

Для расходов Q_4 и Q_5 можем в линейном приближении написать

$$\left.\begin{aligned} \Delta Q_4 &= \left(\frac{\partial Q_4}{\partial p_4}\right)_0 \Delta p_4 + \left(\frac{\partial Q_4}{\partial x}\right)_0 \Delta x, \\ \Delta Q_5 &= \left(\frac{\partial Q_5}{\partial p_3}\right) \Delta p_3. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IX. 16)}$$

Решая уравнения (IX. 9) — (IX. 16) относительно Δp_3 и Δy, с учетом дополнительной зависимости расхода ΔQ_3 от давлений $p_1 p_2$ и пренебрегая изменением давления p_4 и y, получим зависимость между этими величинами в виде

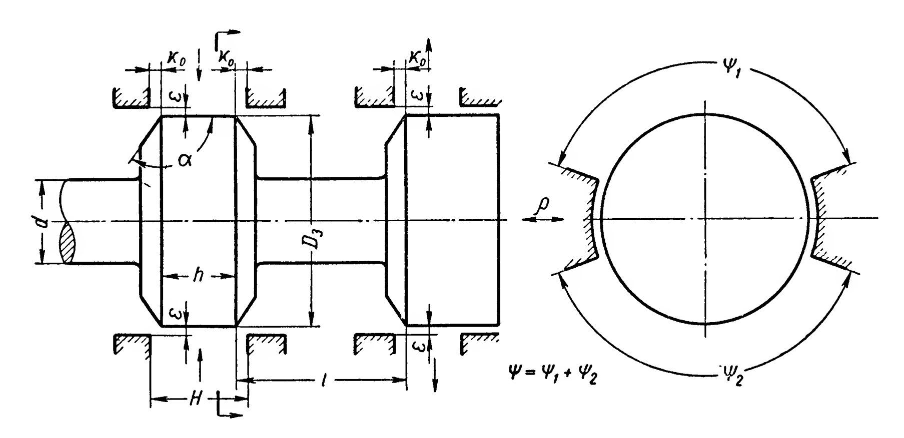
$$(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)\,\rho = k\eta; \qquad \text{(IX. 17)}$$

где $\rho = \frac{\Delta p_3}{p_{30}}$; $\eta = \frac{\Delta y}{y_0}$;
T — постоянная времени;
k — коэффициент усиления;
ζ — относительный коэффициент затухания.

Золотниковые гидравлические усилители. В качестве дроссельных гидравлических усилителей обычно используются золотниковые и клапанные устройства.

Наибольшее распространение в системах автоматического регулирования и управления, а также в следящих системах получили золотниковые усилители благодаря их преимуществам, к которым относятся: небольшое перестановочное усилие, простота и компактность конструкции.

Рассматриваемые ниже способы расчета являются практически пригодными для всех применяемых конструкций золотниковых усилителей.



Фиг. IX. 10. Схема золотникового усилителя.

Схема типового дроссельного золотника приведена на фиг. IX. 10. Его основными параметрами являются: номинальный диаметр $D_з$, центральный угол окна втулки ψ, начальное осевое расстояние между кромками штока и втулки золотника $\varkappa_0^*$, рабочий ход золотника ρ_{max}, радиальный зазор между штоком и втулкой золотника ε, угол скоса рабочей кромки α.

Номинальный диаметр, центральный угол окна втулки и рабочий ход штока определяют пропускную способность золотника. При проектировании золотниковых пар исполнительных элементов ход штока обычно ограничивается органами управления, центральный угол окна втулки принимается из условий конструкции, а диаметр золотника рассчитывается. Расчет производится с целью обеспечения максимально необходимой скорости поршня сервомотора при заданном рабочем ходе штока и центральном угле окна втулки золотника.

Радиальный зазор между штоком и втулкой определяет утечки рабочей жидкости. Его величина устанавливается технологией изготовления золотниковой пары и зависит от степени износа.

---

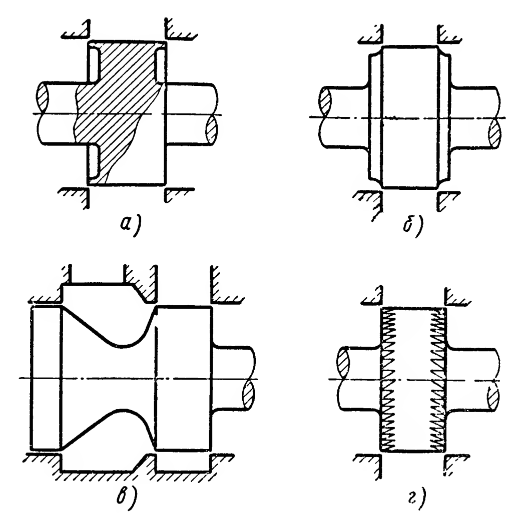
* В дальнейшем будем считать, что $\varkappa_0 > 0$ соответствует начальному зазору, а $\varkappa_0 < 0$ — перекрытию.

Для надежной работы золотникового усилителя радиальный зазор ε не должен превышать 0,010—0,012 *мм* для $D_з$10—15 *мм* и 0,015—0,020 *мм* для $D_з$ 16—25 *мм*.

Радиальный зазор и начальное осевое расстояние между кромками золотниковых пар определяют зону нечувствительности усилителя, а также статическую и динамическую погрешности всего регулятора. Наименьшее их значение будет при оптимальном осевом расстоянии между рабочими кромками золотниковой пары.

От угла скоса рабочей кромки зависит коэффициент гидравлических потерь в окнах золотника и коэффициент расхода. Это означает, что форма кромок золотника определяет силовые и скоростные характеристики исполнительных механизмов.

Остальные размеры золотника (диаметр шейки d, ширина пояска h или ширина проточки втулки H и расстояние между поясками l) выбираются в соответствии с требованиями конструкции и технологии изготовления.



Фиг. IX. 11. Типы профилированных золотников.

Для снижения перестановочных усилий, кроме типовой конструкции золотника (фиг. IX. 11, *а*) делаются попытки соответственно профилировать его рабочие кромки, шейки и буртики (фиг. IX. 11, *б*, *в*, *г*).

Однако из-за отсутствия достаточно проверенных данных ни одна из приведенных конструкций в настоящее время не может быть рекомендована.

Коэффициент гидравлических потерь и коэффициент расхода жидкости через окна цилиндрических золотников. К числу основных факторов, определяющих работу гидравлических исполнительных элементов с золотниковым управлением, относятся гидравлические потери напора рабочей жидкости в золотниках и соединительных трубопроводах, так как основная часть энергии приводного насоса расходуется на преодоление этих потерь.

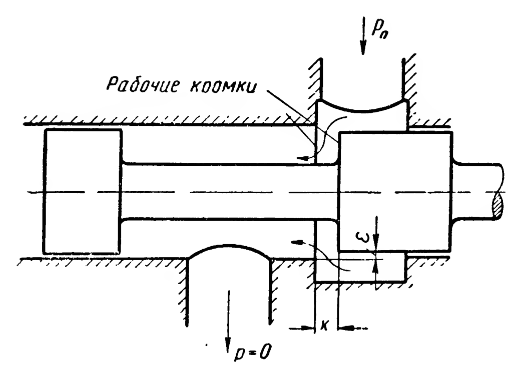
Наибольшее влияние на работу гидравлических исполнительных элементов оказывают потери в золотниках. При проектировании и анализе гидравлических исполнительных элементов гидравлическими потерями в соединительных трубопроводах обычно пренебрегают.

В тех случаях, когда трубопроводы имеют значительное число изгибов и большую длину, учет указанных потерь можно произвести

известными из литературы способами. Однако эти способы вследствие некоторых особенностей течения жидкости через узкие щели не могут быть распространены на расчеты гидравлических потерь в окнах золотника.

Коэффициент гидравлических потерь и режим потока жидкости в окнах цилиндрических золотников. Общие гидравлические потери в золотнике (фиг. IX. 12) состоят из местных потерь в рабочих окнах (в зазоре между рабочими кромками) и потерь по длине во внутренней кольцевой полости.

Так как длина внутренней полости мала и имеет значительное по отношению к рабочему окну поперечное сечение, то, очевидно, основную часть гидравлических потерь в золотнике составляют потери в его рабочих окнах.



Фиг. IX. 12. Схема цилиндрического золотника:

p_0 — давление питания; ε — радиальный зазор; x — аксиальный зазор.

Местные потери напора можно оценить коэффициентом местных сопротивлений ζ. Последний определяется видом местного сопротивления и зависит от режима потока жидкости. При ламинарном потоке коэффициент местных потерь является функцией числа Рейнольдса. При турбулентном потоке влияние числа Рейнольдса практически мало, и поэтому принято считать, что ζ зависит лишь от типа местного сопротивления. Вследствие сложности учета физических процессов, происходящих в жидкости при ее протекании через узкие окна золотников, возникают трудности в аналитическом расчете перехода ламинарного потока в турбулентный, а следовательно, и в определении коэффициента потерь.

Расчет золотника осложняется также тем, что турбулентный поток не является однородным. В непосредственной близости от стенки может образоваться ламинарный слой или так называемая ламинарная пленка. Многочисленными исследованиями доказано, что толщина ламинарной пленки является функцией числа Рейнольдса и может изменяться в широких пределах.

Для определения коэффициента гидравлических потерь, а также режима потока жидкости в окнах золотника воспользуемся экспериментальными кривыми (фиг. IX. 13). Каждая из этих кривых снималась при фиксированном и неизменном перепаде давлений на кромках золотника [1].

[1] При проведении эксперимента стабилизация расхода жидкости во времени осуществлялась подбором относительного (осциллирующего) движения рабочих кромок.

На основании кривых расхода найдем среднюю скорость жидкости между рабочими кромками:

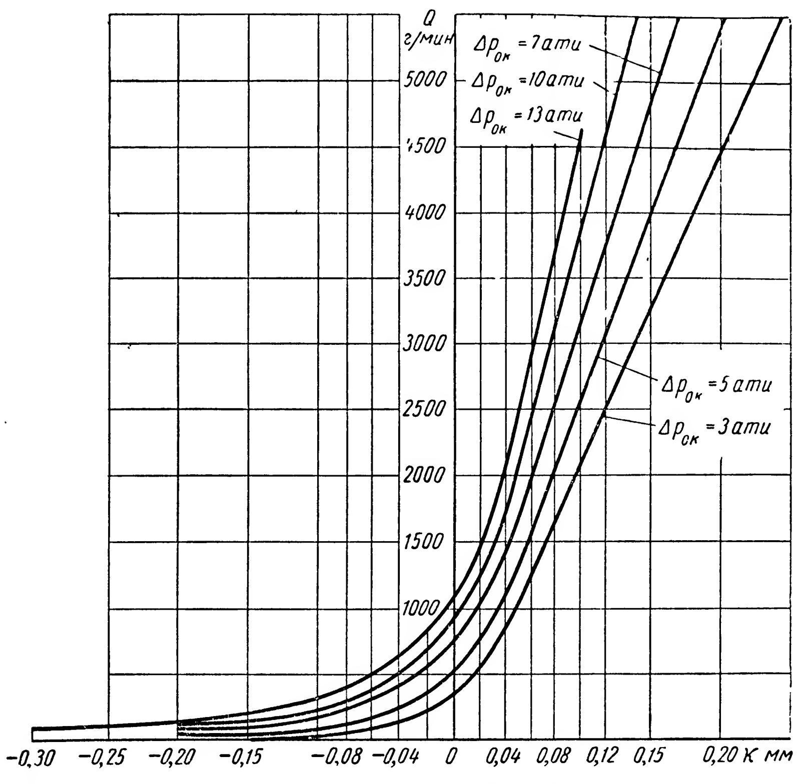
$$v = \frac{Q_в}{\gamma f}, \qquad \text{(IX. 18)}$$

где v — средняя скорость в наиболее узком сечении окна золотника;

$Q_в$ — весовой секундный расход жидкости;

f — геометрическое сечение окна;

γ — удельный вес рабочей жидкости.



Фиг. IX. 13. Изменение весового расхода жидкости через золотник в зависимости от осевого расстояния между рабочими кромками:

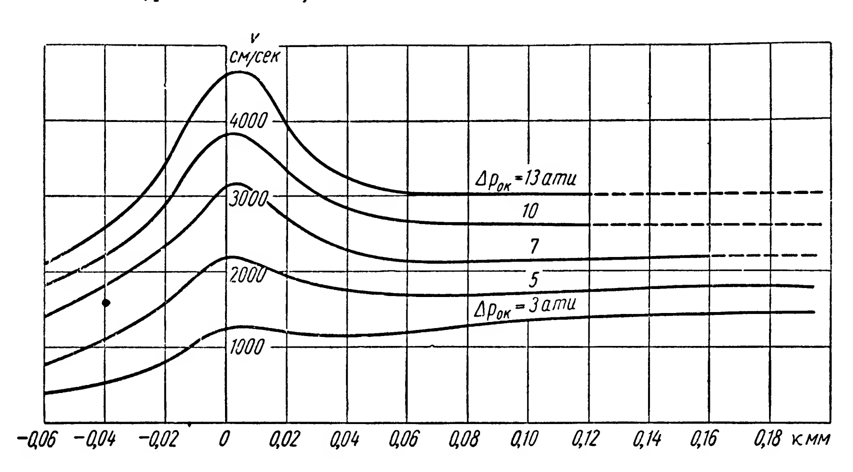
Q — весовой расход в *г/мин*; $\Delta p_{ок}$ — перепад давлений в окнах золотника в *ати*; $\varkappa$ — осевое расстояние между рабочими кромками в *мм*.

Полагая, что окно золотника представляет собой узкую щель прямоугольного сечения, формулу (IX. 18) представим в виде

$$v = \frac{Q_в}{\gamma \frac{\psi}{2} D_з \left(\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa^2}\right)}, \qquad \text{(IX. 19)}$$

где $\varkappa$ — проекция геометрической ширины окна на продольную ось золотника.

Произведя необходимые расчеты по уравнению (IX. 19), получим кривые изменения средних скоростей потока жидкости в окнах золотника (фиг. IX. 14).



Фиг. IX. 14. Кривые изменения средней скорости масла в окнах цилиндрического золотника в зависимости от расстояния между рабочими кромками:

$p_{ок}$ — перепад давлений в окнах золотника в *ати*; v — скорость масла в *см/сек*; $\varkappa$ — расстояние между рабочими кромками в *мм*.

Для определения коэффициента местных сопротивлений ζ* выразим местные потери напора жидкости в окнах золотника через скоростной напор:

$$\Delta p_{ок} = \zeta \frac{\gamma v^2}{2g}, \qquad (IX. 20)$$

где $\Delta p_{ок}$ — гидравлические потери напора или перепад давлений в окне золотника;

$\frac{\gamma v^2}{2g}$ — скоростной напор потока жидкости в рабочем сечении окна золотника,

откуда

$$\zeta = \frac{2g\Delta p_{ок}}{\gamma v^2}. \qquad (IX. 21)$$

Используя уравнение (IX. 21) и графики (см. фиг. IX. 14) средних скоростей жидкости в окнах золотника $v = v(\varkappa)$, найдем для различных перепадов давлений характер изменения коэффициента местных сопротивлений как функцию осевого расстояния между рабочими кромками. Кривые изменения коэффициента гидравлических потерь в рабочем окне золотника представлены на фиг. IX. 15.

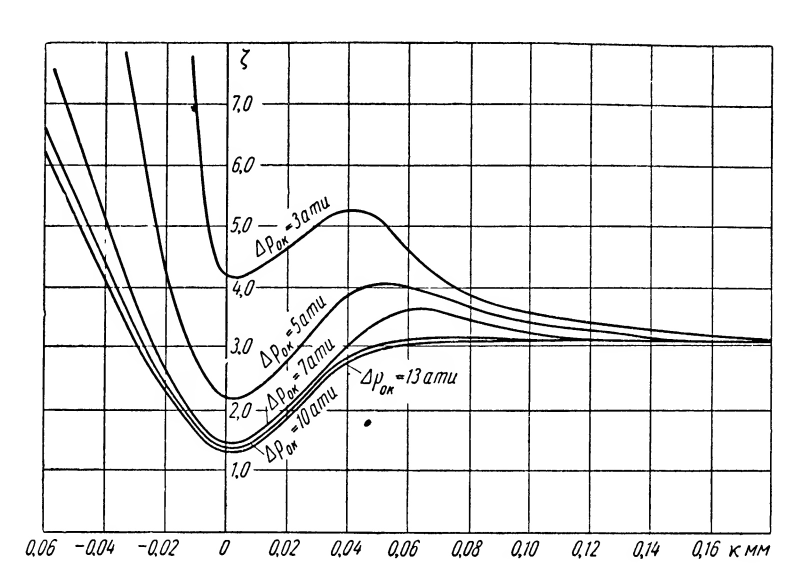
* Коэффициент гидравлических потерь ζ будем относить к средней скорости потока жидкости в геометрическом сечении окна.

Анализируя эти кривые, можно отметить следующее:

1. При постоянном перепаде давлений в окнах золотника коэффициент потерь ζ определяется осевым расстоянием между рабочими кромками.

2. Коэффициент потерь с увеличением осевого зазора стремится к установившемуся значению, равному $\zeta = 3{,}1$ (для масла типа турбинное Л).

Величина осевого зазора, соответствующая установившемуся значению коэффициента потерь, зависит от перепада давлений в окнах золотника.



Фиг. IX. 15. Коэффициент гидравлических потерь в рабочем окне золотника:

$\Delta p_{ок}$ — перепад давления в окнах золотника в *ати*; ζ — коэффициент гидравлических потерь; x — расстояние между рабочими кромками в *мм*.

3. При открытых окнах золотника увеличение перепада давлений свыше 7—8 *ати* почти не влияет на величину и характер изменения коэффициента потерь.

4. При малой ширине окон золотника коэффициент потерь имеет минимум, величина которого определяется перепадом давлений в рассматриваемом сечении.

Можно предположить, что уменьшение коэффициента потерь, а также рост скорости жидкости при малой ширине рабочих окон золотника происходит за счет снижения вязкости, обусловленного нагревом слоев потока масла, примыкающих к рабочим кромкам.

Для определения режима потока жидкости в окнах золотника рассмотрим зависимость коэффициента местных сопротивлений от числа Рейнольдса.

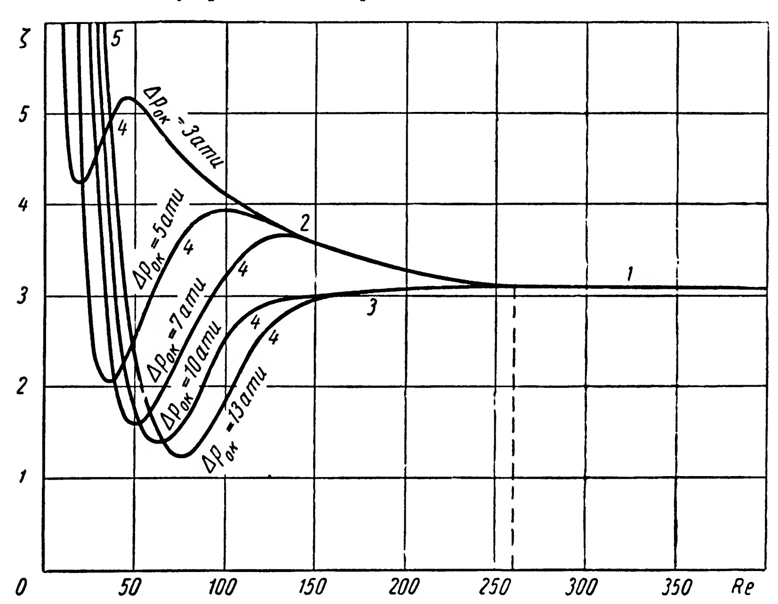
Число Рейнольдса для потока жидкости в узких длинных щелях обычно рассчитывается по формуле

$$\mathrm{Re} = 2\frac{\Delta v}{\nu}, \qquad (\mathrm{IX}.\ 22)$$

где Δ — геометрическая ширина окна;

ν — кинематический коэффициент вязкости.

Рассматривая окно золотника как узкую длинную щель, по уравнению (IX. 22) можно найти число Рейнольдса как функцию осевого расстояния между рабочими кромками.



Фиг. IX. 16. Зависимость коэффициента гидравлических потерь в окнах золотника от числа Рейнольдса:

$\Delta p_{ок}$ — перепад давления в окнах золотника в *ати*; Re — число Рейнольдса; ζ — коэффициент гидравлических потерь.

Таким образом, для постоянного перепада давлений в окнах золотника справедлива следующая система уравнений, записанная в параметрической форме:

$$\zeta = \zeta(\varkappa), \quad \mathrm{Re} = \mathrm{Re}(\varkappa),$$

где $\varkappa$ — параметр.

Исключая $\varkappa$, можно получить $\zeta = \zeta(\mathrm{Re})$.

Характер зависимости коэффициента гидравлических потерь от числа Рейнольдса при постоянных перепадах давлений в окнах золотника показан на фиг. IX. 16.

Приведенные кривые делятся на пять участков.

Первый участок, соответствующий числам Рейнольдса $\mathrm{Re} > 260$, характеризуется постоянством коэффициента местных

гидравлических потерь, независимостью от числа Рейнольдса и перепада давлений, указывающих на наличие в окне золотника турбулентного потока рабочей жидкости.

Второй участок, соответствующий числам Рейнольдса $\mathrm{Re} < 260$, характеризуется зависимостью коэффициента гидравлических потерь от числа Рейнольдса. Последнее указывает на возникновение ламинарного потока. Число Рейнольдса $\mathrm{Re} = 260$ является критическим для потока жидкости в окнах цилиндрических золотников.

Третий участок, соответствующий числам Рейнольдса $\sim 150 \leqslant \mathrm{Re} \leqslant 260$, характеризуется сохранением турбулентного режима при числе Рейнольдса ниже критического. Существование этого участка может быть объяснено разрушением ламинарной пленки при высоких скоростях потока жидкости (при $\Delta P_{ок} \geqslant 10$ *ати*).

Четвертый участок характеризуется падением коэффициента гидравлических потерь, что соответствует малой ширине окон золотника.

Пятый участок, соответствующий перекрытым окнам (кольцевым зазорам), характеризуется резким повышением гидравлических сопротивлений.

Коэффициент расхода жидкости через окна цилиндрических золотников. При расчете скорости выходного вала сервомотора удобно пользоваться не коэффициентом гидравлических потерь ζ, а коэффициентом расхода μ, т. е.

$$\mu = \frac{Q}{Q_0},$$

где Q — секундный расход вязкой (реальной) жидкости через рассматриваемое сечение;

Q_0 — секундный расход идеальной (невязкой) жидкости.

Найдем связь между коэффициентом расхода жидкости и коэффициентом местных гидравлических сопротивлений.

Выражая расход жидкости через среднюю скорость и геометрическое сечение окна, а среднюю скорость, в свою очередь, через перепад давлений и коэффициент гидравлических потерь, нетрудно получить

$$Q = f\sqrt{\frac{2g\Delta p_{ок}}{\gamma\xi}};$$

$$Q_0 = f\sqrt{\frac{2g\Delta p_{ок}}{\gamma}};$$

тогда в рассматриваемом случае будет

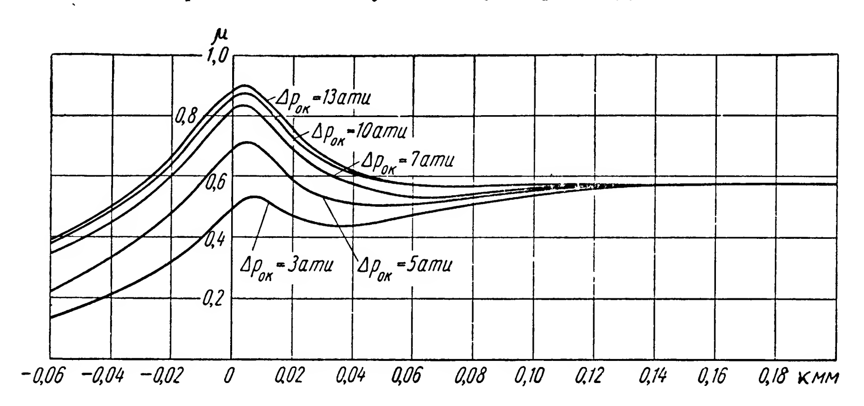
$$\mu = \frac{1}{\sqrt{\zeta}} \qquad \text{(IX. 23)}$$

Таким образом, коэффициент расхода жидкости определяется коэффициентом гидравлических потерь.

Используя результаты исследования гидравлических сопротивлений в окнах золотников, найдем по уравнению (IX. 23) характер изменения коэффициента расхода.

Кривые изменения коэффициента расхода рабочей жидкости через окна цилиндрических золотников изображены на фиг. IX. 17.

Из этих кривых следует, что с увеличением ширины окна золотника коэффициент расхода стремится к установившемуся значению $\mu = 0{,}57$, которое соответствует маслу марки турбинное Л.



Фиг. IX. 17. Зависимость коэффициента расхода масла через окна золотника от расстояния между рабочими кромками:

$\Delta p_{ок}$ — перепад давления в окнах золотника в *ати*; μ — коэффициент расхода; x — расстояние между рабочими кромками золотника в *мм*.

Расчет оптимального расстояния между рабочими кромками золотникового усилителя. На качество работы силовых следящих систем и систем регулирования существенное влияние оказывает величина и характер изменения момента, развиваемого их исполнительными элементами. Для систем с гидравлическими исполнительными элементами величина развиваемого на выходном валу момента является функцией геометрических размеров поршня сервомотора и давления в напорной магистрали.

Характер же изменения момента определяется конструкцией рабочих окон золотника и зависит от режима работы исполнительного элемента.

Наибольшая величина усилия (момента), развиваемого исполнительным элементом в начале движения или при реверсе выходного вала, определяет наивысшую точность работы регулирующих систем при одном и том же коэффициенте усиления.

Рассмотрим методику расчета оптимального расстояния между рабочими кромками золотниковых пар, обеспечивающую наибольшее приращение движущего момента, развиваемого поршнем гидравлического исполнительного элемента при перемещении золотника из среднего положения.

При равенстве расходов жидкости через золотник и сервомотор можно записать:

$$f_1 \frac{\sqrt{p_0 \quad \Delta p}}{\sqrt{\zeta}} - f' \frac{\sqrt{p_0 + \Delta p}}{\sqrt{\zeta'}} = 0,$$

где $\zeta_1 = \zeta(\varkappa + \rho)$ — коэффициент гидравлических потерь в рабочих окнах золотника;

$\zeta' = \zeta(\varkappa - \rho)$ — коэффициент гидравлических потерь в нерабочих окнах золотника.

Решая полученное уравнение относительно перепада Δp, определяющего с точностью до постоянной закон изменения усилия (момента), развиваемого неподвижным поршнем (лопаткой) сервомотора, найдем

$$\Delta p = p_0 \frac{1 - \frac{\zeta_1}{\zeta'}\left(\frac{f'}{f_1}\right)^2}{1 + \frac{\zeta_1}{\zeta'}\left(\frac{f'}{f_1}\right)^2}. \tag{IX. 24}$$

Для упрощения дальнейших выкладок примем обозначение

$$\left(\frac{f'}{f_1}\right)^2 = F(\varkappa;\ \rho);$$

тогда уравнение (IX. 24) примет вид

$$\Delta p = p_0 \frac{\zeta(\varkappa - \rho) - F(\varkappa;\rho)\,\zeta(\varkappa + \rho)}{\zeta(\varkappa - \rho) + F(\varkappa;\rho)\,\zeta(\varkappa + \rho)} \tag{IX. 25}$$

Величину изменения усилия, развиваемого гидравлическим исполнительным элементом при неподвижном поршне, можно оценить производной от перепада давлений в камерах сервомотора по перемещению золотника.

Дифференцируя уравнение (IX. 25) по перемещению золотника ρ, получим

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho} = -2p_0 \times$$

$$\times \frac{\frac{\partial \zeta(\varkappa+\rho)}{\partial \rho} F(\varkappa;\ \rho)\zeta(\varkappa-\rho) + \frac{\partial F(\varkappa;\rho)}{\partial \rho}\zeta(\varkappa+\rho)\zeta(\varkappa-\rho) - \frac{\partial \zeta(\varkappa-\rho)}{\partial \rho} F(\varkappa;\rho)\zeta(\varkappa+\rho)}{[\zeta(\varkappa-\rho) + F(\varkappa;\ \rho)\zeta(\varkappa+\rho)]^2}. \tag{IX. 26}$$

Это уравнение показывает, что скорость изменения перепада давлений в камерах сервомотора при неподвижном поршне определяется величиной перемещения золотника, формой его окон, коэффициентом гидравлических потерь и первоначальным расстоянием между рабочими кромками.

При перемещении золотника из среднего положения имеем

$$[F(\varkappa;\rho)]_{\rho=0} = 1,$$

$$\left[\frac{\partial \zeta(\varkappa + \rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = \frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa},$$

$$\left[\frac{\partial \zeta(\varkappa - \rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = -\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa};$$

тогда уравнение (IX. 26) примет вид

$$\left[\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = -p_0 \frac{2\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa} + \left[\frac{\partial F(\varkappa;\rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} \zeta(\varkappa)}{2\zeta(\varkappa)}. \qquad (IX.27)$$

Найдем условие существования экстремума скорости нарастания перепада давлений в камерах сервомотора при изменении величины начального расстояния между рабочими кромками $\varkappa$.

При существовании экстремума рассматриваемой функции $\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho}$ имеем

$$\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left(\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho}\right)_{\rho=0} = 0.$$

Дифференцируя правую часть уравнения (IX. 27) по $\varkappa$

$$\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left(\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho}\right)_{\rho=0} = -\frac{p_0}{2}\left\{\frac{\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa}\right]}{\zeta(\varkappa)} - \frac{2\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa}\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa}}{\zeta^2(\varkappa)} + \frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial F(\varkappa;\rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0}\right\}$$

и приравнивая производную нулю, получим

$$\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial F(\varkappa;\rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} + \frac{2\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa}\right]}{\zeta(\varkappa)} - \frac{2\left[\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa}\right]^2}{\zeta^2(\varkappa)} = 0. \qquad (IX.28)$$

Решение уравнения (IX. 28) определяет расстояние между рабочими кромками штока и втулки золотника, обеспечивающее существование экстремумов функции скорости нарастания перепада давлений в камерах сервомотора. Если эти экстремумы — максимумы, то задача определения оптимального начального зазора (или перекрытия) будет решена.

В качестве примера приложения полученных результатов рассмотрим выбор начального осевого расстояния между рабочими кромками окна цилиндрического золотника гидравлического исполнительного элемента силовой следящей системы.

Допустим, что (фиг. IX. 20):

1) окно втулки имеет прямоугольное сечение;

2) давление на входе в золотник равно 26 *атм*;

3) в качестве рабочей жидкости используется минеральное масло марки турбинное Л,

4) радиальный зазор между штоком и втулкой золотника $\varepsilon = 0{,}015$ *мм*.

При заданных условиях коэффициент гидравлических потерь в окнах золотника ζ определяется графиком, приведенным на фиг. IX. 15.

Принятая форма окон определяет функцию отношения площадей проходных сечений $F(\varkappa;\ \rho)$:

Последняя равна:

при перекрытых окнах

$$F(\varkappa;\rho) = 1,$$

при наличии осевого зазора между рабочими кромками

$$F(\varkappa;\rho) = \frac{\varepsilon^2 + (\varkappa_0 \quad \rho)^2}{\varepsilon^2 + (\varkappa_0 + \rho)^2}.$$

Решение поставленной задачи сводится к нахождению корней уравнения (IX. 28). Так как коэффициент гидравлических потерь задан графически, а

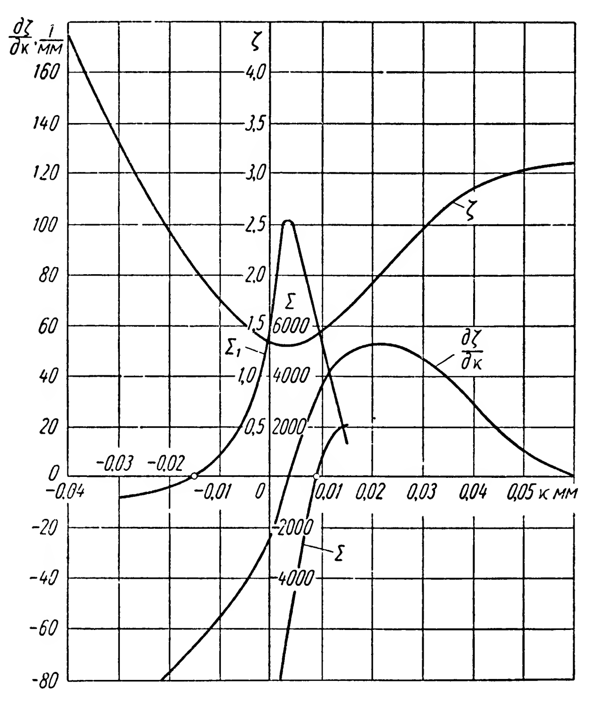
функция отношения площадей проходных сечений окон аналитически, то решение произведем графоаналитическим способом. Для этого найдем члены, входящие в уравнение (IX. 28). Для золотников с начальным перекрытием окон, т. е. при $\varkappa < 0$,

$$\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial F(\varkappa;\rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = 0.$$

Для золотников с начальным осевым зазором, т. е. при $\varkappa > 0$,

$$\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial F(\varkappa;\rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = 4\frac{\varkappa^2-\varepsilon^2}{(\varkappa^2+\varepsilon^2)^2}.$$

Значения $\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa}$ и $\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial \zeta(\varkappa)}{\partial \varkappa}\right]$ могут быть найдены методом графического дифференцирования кривой изменения коэффициента гидравлических потерь,



Фиг. IX. 18. График к решению уравнения (IX. 28).

представленной на фиг. IX. 15. Необходимые графические построения представлены на фиг. IX. 18.

Приведенный метод решения показывает, что функция, определяющая скорость нарастания перепада давлений в камерах сервомотора, имеет два экстремума: один при перекрытых окнах золотника, другой при наличии начального осевого зазора.

Эти экстремумы — максимумы, так как $\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho}\right]$ меняет знак с плюса на минус при переходе $\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho}$ через ноль. Найдем численные значения максимумов рассматриваемых функций.

При наличии начальных перекрытий скорость нарастания перепада давлений (см. фиг. IX. 18) достигает максимальной величины при $x = -0{,}015$ *мм*; тогда

$$\zeta(x_0) = 2{,}2;$$

$$\frac{\partial \zeta(x_0)}{\partial x} = -65 \ 1/\text{мм};$$

$$\left[\frac{\partial F(x;\rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = 0.$$

По уравнению (IX. 27) находим

$$\left[\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = -p_0 \frac{\dfrac{\partial \zeta(x)}{\partial x}}{\zeta(x_0)} = -p_0 \frac{-65}{2{,}2} = 29{,}5 p_0 \ \text{ати/мм}.$$

При наличии начальных осевых зазоров максимальное значение скорости нарастания перепада давлений (см. фиг. IX. 18) будет при $x = +0{,}009$ *мм*; тогда

$$\zeta(x) = 1{,}8;$$

$$\frac{\partial \zeta(x_0)}{\partial x} = 28 \ 1/\text{мм};$$

$$\left[\frac{\partial F(x;\rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = -\frac{4x_0}{\varepsilon^2 + x_0^2} = -\frac{4 \cdot 0{,}009}{0{,}015^2 + 0{,}009^2} = -120 \ 1/\text{мм}.$$

По уравнению (IX. 27) получим

$$\left[\frac{\partial \Delta p}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = -p_0 \frac{2 \cdot 28 - 120 \cdot 1{,}8}{2 \cdot 1{,}8} = 44{,}5 p_0 \ \text{ати/мм}.$$

Этот расчет показывает, что скорость нарастания перепада давлений в камерах сервомотора в начале движения поршня (или при реверсе выходного вала) имеет наибольшее значение при начальном осевом зазоре между рабочими кромками золотника.

Золотники с начальным осевым зазором обеспечивают при одних и тех же условиях бóльшие скорости выходного вала по сравнению с золотниками, выполненными с предварительным перекрытием.

Таким образом, для силовых быстродействующих следящих систем с гидравлическими исполнительными элементами рациональнее использовать золотники с первоначальным протоком рабочей жидкости. Величина начального осевого зазора определяется уравнением (IX. 28).

По результатам, приведенным выше, коэффициент гидравлических потерь, определяющий величину начального зазора, почти не изменяется с увеличением давления в напорной магистрали свыше 20 *ати*. Оптимальный начальный осевой зазор при давлениях в напорной магистрали до 30—40 *ати* составляет 8—10 *мк**.

При уменьшении перепада давлений в окне золотника коэффициент гидравлических потерь ζ непрерывно возрастает и неравенство

$$\frac{\partial}{\partial x}\left[\frac{\partial F(x;\rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} > -\frac{2\dfrac{\partial}{\partial x}\left[\dfrac{\partial \zeta(x)}{\partial x}\right]}{\zeta(x)} + \frac{2\left[\dfrac{\partial \zeta(x)}{\partial x}\right]^2}{\zeta^2(x)},$$

полученное из уравнения (IX. 28), усиливается.

---

* Справедливо для золотниковых пар, имеющих радиальный зазор 15 *мк*. При меньших зазорах эта цифра соответственно уменьшается.

Расчеты показали, что при малых перепадах давлений в рабочих окнах золотника ($\Delta p < 3$ *ати*) оптимальное расстояние между рабочими кромками штока и втулки можно выбирать с достаточной для практических целей точностью из условия

$$\frac{\partial}{\partial \varkappa}\left[\frac{\partial F(\varkappa; \rho)}{\partial \rho}\right]_{\rho=0} = 0.$$

Для цилиндрических золотников это условие имеет вид

$$4\frac{\varkappa^2 - \varepsilon^2}{(\varkappa^2 + \varepsilon^2)^2} = 0,$$

откуда

$$\varkappa = \varkappa_0 = \varepsilon.$$

Таким образом, при давлении в напорной магистрали до 5—7 *ати* наибольшее значение скорости нарастания усилия (момента), развиваемого гидравлическим исполнительным элементом, можно получить при равенстве осевого и радиального зазоров.

Двухкаскадные золотниковые гидроусилители. Принципиальная схема двухкаскадного золотникового гидроусилителя одностороннего действия показана на фиг. IX. 19. Его основными деталями являются управляющий шток, рабочая втулка со штоком золотника, плунжер и дросселирующий капилляр.

Часть рабочей жидкости, нагнетаемой насосом основной гидросистемы исполнительного механизма, поступает через дроссель в камеру питания гидроусилителя. Давление в этой камере поддерживается постоянным за счет перепуска масла через пружинный клапан на слив. Из камеры питания рабочая жидкость по двум каналам распределяется непосредственно во вспомогательную камеру и через дросселирующий капилляр и рабочее окно гидроусилителя на слив в атмосферу.

Таким образом, давление во вспомогательной камере вследствие отсутствия протока жидкости остается постоянным и равным давлению в камере питания. Давление же в рабочей камере определяется соотношением гидравлических потерь в дросселирующем капилляре и рабочем окне гидроусилителя.

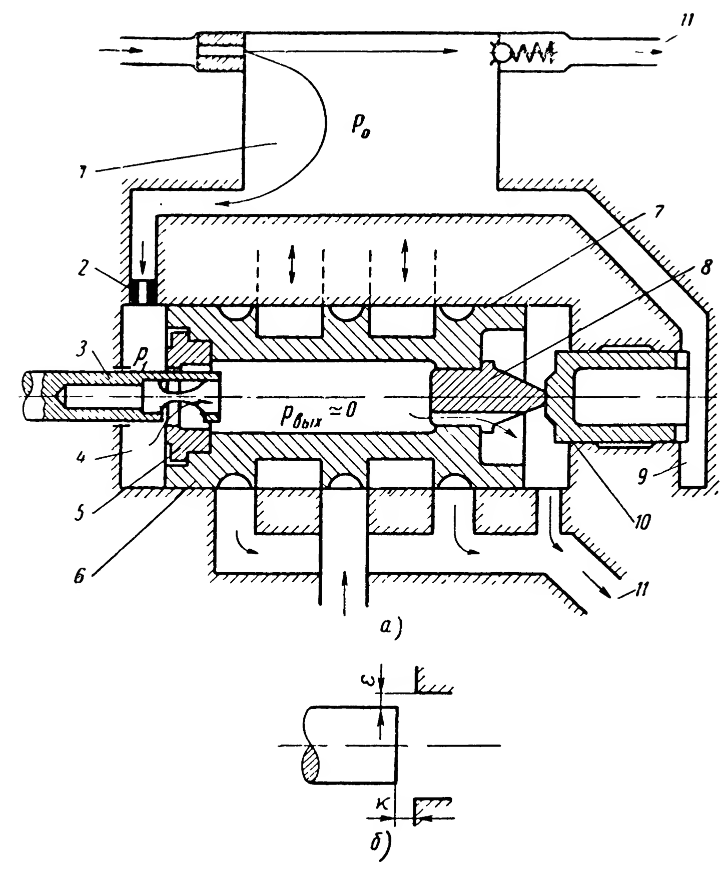
Из фиг. IX. 19, *а*, можно установить, что шток золотника находится под действием двух сил: слева — силы, развиваемой давлением масла в рабочей камере на его торцовую поверхность, и справа— усилия, создаваемого давлением рабочей жидкости во вспомогательной камере на торцовую поверхность плунжера.

Шток золотника будет находиться в равновесии лишь в том случае, если эти силы равны (имеет место при определенном расстоянии между рабочими кромками втулки и штока управления гидроусилителя).

При перемещении штока управления (например, влево) давление в рабочей камере падает вследствие увеличения сечения рабочего окна, а давление во вспомогательной камере при этом не изменяется. В результате золотник действием усилия плунжера будет также перемещаться влево. Это будет происходить до тех пор, пока

давление в рабочей камере снова не восстановится до первоначальной величины.

Перемещение штока управления в противоположную сторону вызовет обратное движение золотника.



Фиг. IX. 19. Схема двухкаскадного золотникового гидроусилителя:

а — схема гидроусилителя; *1* — камера питания; *2* — постоянный дроссель (капилляр); *3* — управляющий шток; *4* — рабочая камера; *5* — рабочая втулка; *6* — поршень золотника; *7* — втулка золотника; *8* — упор; *9* — вспомогательная камера; *10* — плунжер; *11* — сливной канал; *б* — схема рабочего окна гидроусилителя; ε — радиальный зазор; к — осевое расстояние между рабочими кромками.

Таким образом, гидроусилитель можно рассматривать как следящую систему, в которой золотник следит за движением штока управления.

Статический расчет гидроусилителя. При расчете основных размеров и параметров рассмотренного типа дроссельного гидроусилителя принимаем следующие предположения: жидкость несжимаема; гидравлические потери в соединительных каналах отсутствуют; утечки жидкости из камер гидроусилителя пренебрежимо малы.

Исходным положением для расчета считаем уравнение расхода рабочей жидкости.

При равновесии (нейтральном положении) золотника относительно управляющего штока имеем

$$Q_{1_0} = Q_{2_0}, \qquad \text{(IX. 29)}$$

где Q_{1_0}, Q_{2_0} — секундный расход рабочей жидкости через дросселирующий капилляр и рабочее окно гидроусилителя при нейтральном положении золотника.

Расход жидкости через рассматриваемые сечения можно представить в виде

$$Q_{1_0} = v_{1_0} f_1;$$

$$Q_{2_0} = v_{2_0} f_{2_0},$$

где v_{1_0}, v_{2_0} — средняя скорость рабочей жидкости в дросселирующем капилляре и рабочем окне гидроусилителя при нейтральном положении золотника;

f_1 — площадь поперечного сечения дросселирующего капилляра;

f_{2_0} — площадь поперечного сечения окна гидроусилителя при нейтральном положении золотника.

Для уменьшения перестановочных усилий управляющего штока целесообразно использовать сравнительно небольшие перепады давлений в рабочем тракте гидроусилителя, что позволит считать поток жидкости в рабочем окне и дросселирующем капилляре ламинарным [1]. При этом потери давления в рассматриваемых сечениях будут пропорциональны первой степени скорости, т. е.

$$\Delta p_i = \lambda_i v_i,$$

где λ_i — коэффициент вязкого (скоростного) трения.

Тогда уравнение (IX. 29) можно представить в виде

$$\frac{p_0 - p_{1_0}}{\lambda_1} f_1 = \frac{p_{1_0}}{\lambda_2} f_{2_0}, \qquad \text{(IX. 30)}$$

где p_0 — давление жидкости в камере питания гидроусилителя;

p_{1_0} — давление жидкости в рабочей камере при нейтральном положении золотника;

λ_1, λ_2 — коэффициенты вязкого трения соответственно в дросселирующем капилляре и рабочем окне.

Отсюда площадь сечения дросселирующего капилляра определится следующим образом:

$$f_1 = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \frac{p_{1_0}}{p_0 - p_{1_0}} f_{2_0}. \qquad \text{(IX. 31)}$$

---

[1] Ламинарный поток в дросселирующем капилляре существует при $\mathrm{Re} = \frac{dv}{\nu} < 2320$.

При перемещении штока управления (например, в сторону уменьшения рабочего окна) от положения, соответствующего стационарному состоянию золотника, уравнение (IX. 30) примет вид

$$\frac{p - (p_{10} + \Delta p)}{\lambda_1} f_1 = \frac{p_{10} + \Delta p}{\lambda_2} (f_{20} - \Delta f_2), \qquad \text{(IX.32)}$$

где Δf_2 — изменение площади сечения рабочего окна, определяемого перемещением управляющего штока;

Δp — приращение давления в рабочей камере, вызванное уменьшением площади рабочего окна.

Решая уравнение (IX. 32) относительно Δp, получим

$$\Delta p = \frac{p_{10} \Delta f_2 (p_0 - p_{10})}{(f_{20} - \Delta f_2) p_0 + \Delta f_2 p_{10}}. \qquad \text{(IX.33)}$$

Это уравнение определяет характер изменения давления в рабочей камере гидроусилителя в зависимости от изменения проходного сечения окна управляющего штока при неподвижном золотнике.

Для повышения статической точности слежения золотника за штоком управления необходимо подбирать начальное давление p_{10} в рабочей камере так, чтобы производная

$$\left(\frac{\partial \Delta p}{\partial \Delta f_2}\right)_{\Delta f_2 = 0} = \frac{p_{10} (p_0 \quad p_{10})}{p_0 f_{20}},$$

полученная дифференцированием уравнения (IX. 33), имела максимальное значение.

Дифференцируя производную $\left(\frac{\partial \Delta p}{\partial \Delta f_2}\right)_{\Delta f_2 = 0}$ по начальному давлению в рабочей камере p_{10} и приравнивая результат нулю, получим

$$\frac{\partial}{\partial p_{10}} \left(\frac{\partial \Delta p}{\partial \Delta f_2}\right)_{\Delta f_2 = 0} = \frac{p_0 - 2p_{10}}{p_0 f_{20}} = 0,$$

откуда

$$p_{10} = 0{,}5 p_0. \qquad \text{(IX.34)}$$

Это условие определяет существование максимума функции $\left(\frac{\partial \Delta p}{\partial \Delta f_2}\right)_{\Delta f_2 = 0}$. Оно указывает на оптимальное соотношение между давлением на входе и давлением в рабочей камере гидроусилителя при стационарном состоянии золотника.

Уравнение (IX. 33), определяющее изменение давления в рабочей камере гидроусилителя, при выполнении условия (IX. 34) примет вид

$$\Delta p = \frac{p_{10} \Delta f_2}{2 f_{20} - \Delta f_2}. \qquad \text{(IX.35)}$$

Считая, что рабочие кромки гидроусилителя имеют вид концентрических окружностей, имеем

$$f_{20} = l \sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2},$$

$$f_{20} - \Delta f_2 = l \sqrt{\varepsilon^2 + (\varkappa_0 - \Delta p)^2}$$

где $\varkappa_0$ — начальный осевой зазор;
l — эффективная длина рабочего окна гидроусилителя;
ε — радиальный зазор между штоком управления и рабочей втулкой;
$\Delta\rho$ — перемещение штока управления от стационарного состояния золотника (или ошибка слежения).

Разлагая правую часть последнего уравнения, определяющего площадь сечения рабочего окна гидроусилителя, в ряд по степеням $\Delta\rho$ в окрестности $\Delta\rho = 0$ и ограничиваясь двумя первыми членами, получим

$$f_{20} - \Delta f_2 \approx l\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2} - l\frac{\varkappa_0}{\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2}}\Delta\rho$$

откуда

$$\Delta f_2 \approx l\frac{\varkappa_0}{\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2}}\Delta\rho\,. \qquad \text{(IX.36)}$$

Подставив полученное выражение в уравнение (IX. 35), получим

$$\Delta p = p_{10}\frac{\varkappa_0\Delta\rho}{2\varepsilon^2 + 2\varkappa_0^2 - \varkappa_0\Delta\rho}. \qquad \text{(IX.37)}$$

Выбор начального осевого зазора между рабочими кромками окна гидроусилителя $\varkappa_0$ производится с учетом условия существования максимума скорости нарастания давления в рабочей камере гидроусилителя. По этому условию

$$\frac{\partial}{\partial\varkappa_0}\left(\frac{\partial\Delta p}{\partial\Delta\rho}\right)_{\Delta\rho=0} = 0\,.$$

Величина производной $\frac{\partial\Delta p}{\partial\Delta\rho}$ на основании уравнения (IX. 37) составляет

$$\frac{\partial\Delta p}{\partial\Delta\rho} = p_{10}\frac{2\varkappa_0\left(\varepsilon^2 + \varkappa_0^2\right)}{\left(2\varepsilon^2 + 2\varkappa_0^2 - \varkappa_0\Delta\rho\right)^2},$$

откуда при $\Delta\rho = 0$

$$\left(\frac{\partial\Delta p}{\partial\Delta\rho}\right)_{\Delta\rho=0} = \frac{p_{10}}{2}\frac{\varkappa_0}{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2}. \qquad \text{(IX.38)}$$

Дифференцируя это уравнение по начальному зазору и приравнивая результат нулю, найдем экстремум функции $\left(\frac{\partial\Delta p}{\partial\Delta\rho}\right)_{\Delta\rho=0}$, т. е.

$$\frac{\partial}{\partial\varkappa_0}\left(\frac{\partial\Delta p}{\partial\Delta\rho}\right)_{\Delta\rho=0} = \frac{p_{10}}{2}\frac{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2 - \varkappa_0 2\varkappa_0}{\left(\varepsilon^2 + \varkappa_0^2\right)^2} = 0\,,$$

откуда

$$\varkappa_0 = \varepsilon. \qquad \text{(IX.39)}$$

При выполнении условия (IX. 39) экстремум функции $\left(\frac{\partial\Delta p}{\partial\Delta\rho}\right)_{\Delta\rho=0}$ будет максимумом.

Таким образом, наивысшую чувствительность, а следовательно, и статическую точность гидроусилитель имеет при равенстве радиального и осевого зазоров в рабочей паре.

Диаметр плунжера гидроусилителя может быть определен из условия равенства сил, действующих на шток золотника в стационарном режиме, т. е.

$$p_{10}F_{з\,эф} = p_0F_{пл},$$

где $F_{з\,эф}$ — эффективная торцовая площадь штока золотника;
$F_{пл}$ — площадь поперечного сечения плунжера.

Для выполнения условия (IX. 34) требуется, чтобы

$$F_{пл} = 0{,}5F_{з\,эф} \qquad (IX.40)$$

или

$$D_{пл} = 0{,}708\sqrt{D_з^2 - d_{шу}^2}\,, \qquad (IX.41)$$

где $D_{пл}$ — диаметр плунжера;
$d_{шу}$ — диаметр штока управления.

Уравнение движения гидроусилителя. При работе гидроусилителя, т. е. при непрерывном перемещении штока управления, уравнение расхода жидкости через дросселирующий капилляр и рабочее окно, можно записать в виде

$$Q_1 = Q_2 \pm Q_3^*, \qquad (IX.42)$$

где Q_1 — секундный расход рабочей жидкости через дросселирующий капилляр;
Q_2 — секундный расход рабочей жидкости через рабочее окно гидроусилителя;
Q_3 — секундный расход рабочей жидкости, определяемый перемещением штока золотника.

Напишем уравнение движения гидроусилителя при перемещении штока управления в сторону уменьшения рабочего окна.

Рассматривая принципиальную схему гидроусилителя (фиг. IX. 19), нетрудно установить, что при перемещении штока управления в сторону уменьшения рабочего окна происходит изменение его площади сечения $f_2 = f_{20} - \Delta f_2$, повышение давления в рабочей камере до величины $p_1 = p_{10} + \Delta p$, увеличение скорости потока жидкости в рабочем окне и уменьшение в дросселирующем капилляре $v_2 = v_{20} + \Delta v_2$, $v_1 = v_{10} - \Delta v_1$. При этом уравнение (IX. 42) примет вид

$$Q_1 = Q_2 + Q_3; \qquad (IX.43)$$

$$Q_1 = (v_{10} - \Delta v_1)\, f_1;$$

здесь

$$Q_2 = (v_{20} + \Delta v_2)(f_{20} - \Delta f_2);$$

$$Q_3 = \frac{d\rho_3}{dt} F_{з\,эф},$$

где $\frac{d\rho_3}{dt}$ — скорость перемещения штока золотника.

* Знак (±) в уравнении определяет направление перемещения золотника.

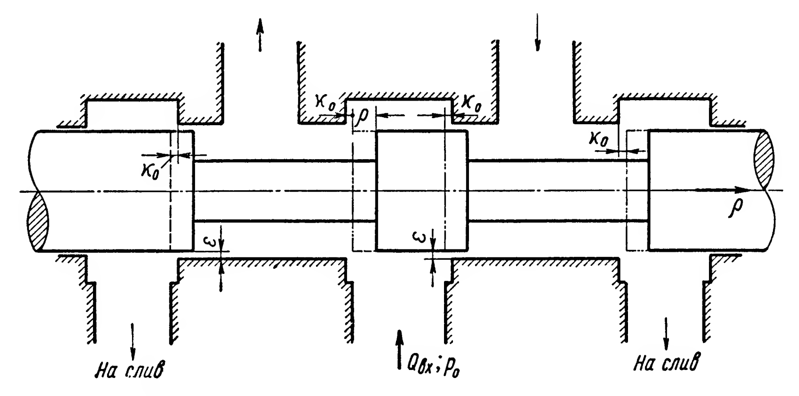
Принятое допущение о ламинарности потока жидкости в дросселирующем капилляре и рабочем окне гидроусилителя дает основание считать коэффициенты вязкого трения λ_1 и λ_2 величинами постоянными, независимыми от перемещения штока управления.

Тогда расход жидкости Q_1 и Q_2 через рассматриваемые сечения можно представить в виде

$$Q_1 = \frac{p_0 - p_{10} + \Delta p}{\lambda_1} f_1;$$

$$Q_2 = \frac{p_{10} + \Delta p}{\lambda_2} (f_{20} - \Delta f_2).$$

После несложных преобразований с использованием условия (IX. 34) и уравнения (IX. 31), а также замены $f_{20} - \Delta f_2$ первыми



Фиг. IX. 20. Схема цилиндрического золотника:

$Q_{вх}$ — расход жидкости через золотник; p_0 — давление питания; ε — радиальный зазор; ρ — перемещение золотника; $\varkappa_0$ — осевой зазор.

членами степенного ряда, расходы жидкости Q_1 и Q_2 можно выразить следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} Q_1 &= \frac{p_{10} - \Delta p}{\lambda_2} l \sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2}; \\ Q_2 &= \frac{p_{10} + \Delta p}{\lambda_2} l \left[\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2} - \frac{(\rho - \rho_з)\varkappa_0}{\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2}} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (IX. 44)$$

Таким образом, уравнение постоянства расхода при движении управляющего штока в сторону уменьшения рабочего окна гидроусилителя примет вид

$$\frac{p_{10} - \Delta p}{\lambda_2} l \sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2} = \frac{p_{10} + \Delta p}{\lambda_2} l \left[\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2} - \frac{\varkappa_0}{\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2}} (\rho - \rho_з) \right] + \frac{d\rho_з}{dt} F_{з\,эф},$$

откуда скорость штока золотника можно представить как функцию ошибки слежения $\Delta\rho = \rho - \rho_з$, т. е.

$$\frac{d\rho_з}{dt} = \frac{p_{10}}{\lambda_2}\cdot\frac{l\varkappa_0\sqrt{\varepsilon^2+\varkappa_0^2}}{F_{з\,эф}\left(\varepsilon^2+\varkappa_0^2\right)}\Delta\rho - \frac{\Delta p}{\lambda_2}\cdot\frac{2l\sqrt{\varepsilon^2+\varkappa_0^2}}{F_{з\,эф}} + \frac{\Delta p}{\lambda_2}\cdot\frac{l\varkappa_0\sqrt{\varepsilon^2+\varkappa_0^2}}{F_{з\,эф}\left(\varepsilon^2+\varkappa_0^2\right)}\Delta\rho .$$

Пренебрегая в правой части полученного уравнения выражением, содержащим произведение $\Delta p\Delta\rho$ как членом второго порядка малости, получим

$$\frac{d\rho_з}{dt} = \frac{p_{10}}{\lambda_2}\cdot\frac{l\varkappa_0\sqrt{\varepsilon^2+\varkappa_0^2}}{F_{з\,эф}\left(\varepsilon^2+\varkappa_0^2\right)}\Delta\rho - \frac{\Delta p}{\lambda_2}\cdot\frac{2l\sqrt{\varepsilon^2+\varkappa_0^2}}{F_{з\,эф}}. \qquad \text{(IX. 45)}$$

Чтобы получить уравнение движения гидроусилителя, необходимо перепад давлений Δp в уравнении (IX. 45) выразить через сумму внешних сил, действующих на золотник.

В число этих сил входят реактивное действие струи жидкости в окнах золотника (фиг. IX. 20), трение и т. д.

Предполагая, что эти усилия, а также масса золотника малы по сравнению с действующими силами давления масла, ими пренебрегаем. Тогда дифференциальное уравнение движения гидроусилителя в первом приближении примет вид

$$\frac{\lambda_2 F_{з\,эф}\sqrt{\varepsilon^2+\varkappa_0^2}}{p_{10}l\varkappa_0}\cdot\frac{d\rho_з}{dt} + \rho_з = \rho. \qquad \text{(IX. 46)}$$

Для упрощения записи обозначим

$$T_{гу} = \frac{\lambda_2 F_{з\,эф}\sqrt{\varepsilon^2+\varkappa_0^2}}{p_{10}l\varkappa_0},$$

где $T_{гу}$ — постоянная времени гидроусилителя.

Уравнение движения гидроусилителя в окончательном виде примет вид

$$(T_{гу}s + 1)\,\rho_з = \rho. \qquad \text{(IX. 47)}$$

Таким образом, гидроусилитель можно в первом приближении представить как апериодическое звено первого порядка.

Коэффициент усиления по перемещению рассматриваемого типа гидроусилителя равен единице.

В качестве примера произведем расчет рассматриваемого гидроусилителя.

Примем номинальный диаметр золотника $D_з = 22$ *мм*; максимальный рабочий ход штока золотника $\rho_{з\,max} = 0{,}25$ *мм*; максимальную частоту сигнала, отрабатываемую исполнительным механизмом, $f_{max} = 2{,}5$ *гц*; статическую погрешность гидроусилителя не более $\Delta\rho_{ст} = 5\cdot10^{-5}$ *см*. В качестве рабочей жидкости предполагается минеральное масло марки турбинное Л.

Требуется определить: подводимое давление p_0 и начальное давление в рабочей камере гидроусилителя p, радиальный ε и начальный осевой $\varkappa_0$ зазоры рабочего окна; диаметр управляющего штока $d_{шу}$; размеры дросселирующего капилляра (внутренний диаметр и длину); диаметр плунжера $D_{пл}$ и постоянную времени гидроусилителя $T_{гу}$.

Примем следующий порядок расчета:

1. Выбираем давление в рабочей камере гидроусилителя. Этот выбор весьма затруднителен и требует для каждого конкретного случая экспериментальных исследований. Увеличение давления в рабочей камере, с одной стороны, повышает точность работы гидроусилителя, а с другой — увеличивает усилие, необходимое для перемещения штока управления. Возникновение усилия на управляющем штоке определяется рядом факторов (например, реактивным действием струи, облитерацией кольцевой щели между управляющим штоком и крышкой рабочей камеры, трением и т. д.).

Выбор величины начального давления в рабочей камере зависит, в основном, от способа управления гидроусилителем и производится после предварительного экспериментального исследования.

В рассматриваемом гидроусилителе давление в рабочей камере примем равным $p_{10} = 2$ *ати*.

На основании условия (IX. 34) давление в камере питания гидроусилителя равно $p_0 = 2p_{10} = 4$ *ати*.

2. Находим радиальный и начальный осевой зазоры рабочего окна гидроусилителя.

Основным фактором, определяющим качество работы гидроусилителя, является величина радиального и начального осевого зазора в рабочей паре. Их выбор при проектировании гидроусилителей требует, кроме предварительных расчетов, тщательного экспериментального исследования изготовленных образцов.

Наилучшее соотношение между радиальным и начальным осевыми зазорами определяется условием (IX. 39), при выполнении которого уравнение (IX. 37) примет вид

$$\Delta p = p_{10} \frac{\Delta \rho}{4\varepsilon - \Delta \rho},$$

откуда может быть найден радиальный зазор

$$\varepsilon = \left(\frac{1}{4} + \frac{p_{10}}{4\Delta p}\right) \Delta \rho;$$

здесь

$$\Delta p = \frac{P}{F_{з\,эф}},$$

где P — усилие, необходимое для перемещения штока золотника.

Экспериментально установлено, что при давлении в напорной магистрали до 30 *ати* усилие, необходимое для страгивания золотника диаметром $D_з = 22$ *мм*, не превышает 50 *г*. Тогда

$$\Delta p_{\max} = \frac{0{,}05 \cdot 4}{0{,}95\pi \cdot 2{,}2^2} = 0{,}014 \text{ кг/см}^2.$$

Радиальный зазор рабочего окна гидроусилителя при статической погрешности не более $\Delta \rho_{cm} = 5 \cdot 10^{-5}$ *см* будет равен

$$\varepsilon = \left(\frac{2}{4 \cdot 0{,}014} + \frac{1}{4}\right) \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 0{,}0018 \text{ см}.$$

По условию (IX. 39) начальный осевой зазор x_0 в рабочей паре гидроусилителя равен радиальному, т. е. $x_0 = \varepsilon = 0{,}0018$ *см*.

3. Определяем диаметр управляющего штока. Для расчета диаметра управляющего штока воспользуемся уравнением (IX. 45), которое при равенстве осевого и радиального зазоров имеет вид

$$\frac{d\rho_x}{dt} = \frac{p_{10}}{\lambda_2} \cdot \frac{l}{\sqrt{2} F_{з\,эф}} \Delta \rho' - \frac{\Delta p}{\lambda_2} \cdot \frac{2\sqrt{2}\, l x_0}{F_{з\,эф}};$$

отсюда найдем длину рабочего окна:

$$l = \frac{\sqrt{2}\,\lambda_2 F_{з\,эф}}{P_{10}\Delta\rho - 4\varkappa_0\Delta p}\left(\frac{d\rho_з}{dt}\right)_{\max}.$$

Определяя по исходным данным наибольшую скорость перемещения золотника

$$\left(\frac{d\rho_з}{dt}\right)_{\max} = \rho_{з\,\max}\cdot 2\pi f_{\max} = 0{,}393\ см/сек$$

и задаваясь максимальным значением ошибки слежения $\Delta\rho_{\max} = 0{,}00125$ *см* * (считая коэффициент гидравлических потерь в рабочем окне величиной постоянной и равной[1] $\lambda_2 = \frac{p_{10}}{v_{10}} = 0{,}002$ *кг сек/см²*, находим длину рабочего окна гидроусилителя:

$$l = \frac{\sqrt{2}\cdot 0{,}002\cdot 0{,}95\,\frac{2{,}2^2}{4}\,\pi\cdot 0{,}393}{2\cdot 0{,}00125 - 4\cdot 0{,}014\cdot 0{,}0018} = 1{,}4\ см.$$

С учетом трех конструктивных перемычек шириной $\sim 0{,}6$ *мм* каждая, диаметр управляющего штока будет равен $d_{шу} = 5$ *мм*.

4. Диаметр дросселирующего капилляра рассчитывается по уравнению (IX. 31), которое при учете условий (IX. 34) и (IX. 39) имеет вид

$$f_1 = \frac{\lambda_1}{\lambda_2}\,\varkappa_0 \sqrt{2}\,\pi d_{шу}.$$

Коэффициент гидравлических сопротивлений λ_1 в цилиндрических трубах при ламинарном потоке жидкости может быть определен по известной из гидравлики формуле:

$$\lambda_1 = \frac{32\nu l_1 \gamma}{d_1^2 g},$$

где ν — кинематический коэффициент вязкости; $\nu = 0{,}21$ *см²/сек* при $t = 50°$;

l_1 — длина капилляра в *см*;

γ — удельный вес масла; $\gamma = 0{,}9\cdot 10^{-3}$ *кг/см³*;

d_1 — диаметр капилляра в *см*.

Задаваясь длиной дросселирующего капилляра $l_1 = 0{,}4$ *см*, находим его диаметр по формуле

$$d_1 = \sqrt[4]{\frac{128\cdot\sqrt{2}\,\gamma\nu l_1 \varkappa_0 d_{шу}}{g\lambda_2}} = 0{,}049.$$

5. Диаметр плунжера определяется по формуле (IX. 41):

$$D_{пл} = 0{,}707\sqrt{D_з^2 - d_{шу}^2} = 1{,}5\ см.$$

6. Находим постоянную времени гидроусилителя:

$$T_{гу} = \frac{\lambda_2 F_{з\,эф}\sqrt{\varepsilon^2 + \varkappa_0^2}}{p_{10} l \varkappa_0} = 0{,}37\cdot 10^{-2}\ сек.$$

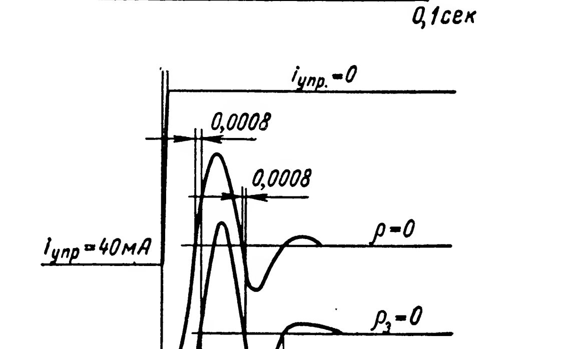
---

* Максимальную величину ошибки слежения гидроусилителя можно выбирать из условия $\Delta\rho_{\max} \leqslant \begin{cases} 5\%\ \rho_{з\,\max} \\ {}^3/_4\ \varkappa_0 \end{cases}$.

[1] Величина скорости жидкости в рабочем окне гидроусилителя взята из графика на фиг. IX. 14.

Полученные расчетные размеры гидроусилителя являются предварительными и должны быть уточнены при экспериментальном исследовании действующего макета.

Результаты экспериментального исследования гидроусилителя. Экспериментальное исследование гудроусилителя проводилось для определения его частотных характеристик и характера переходных процессов при скачкообразном возмущении. Одновременно ставилась задача выбора наилучшего радиального зазора в рабочей паре.



Фиг. IX. 21. Осциллограмма переходного процесса двухкаскадного гидроусилителя с электромагнитным управлением штока:

$_{упр}$ — ток в обмотке управляющего электромагнита; p — перемещение золотника; f — частота в *гц*.

Основные размеры и параметры гидроусилителя по предыдущим расчетам были приняты следующими: диаметр управляющего штока равным 5 *мм*, диаметр плунжера 15 *мм*, давление в камере питания 4 *ати*, начальное давление в рабочей камере 2 *ати*.

Перемещение управляющего штока гидроусилителя осуществлялось преобразователем электродинамического типа.

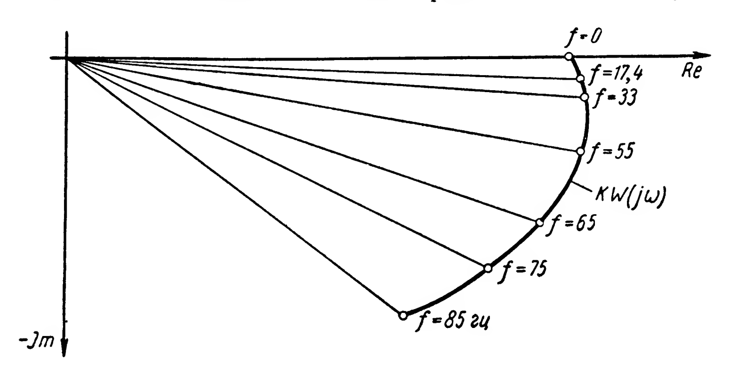
Запись движений штока управления и золотника производилась на шлейфовом осциллографе после предварительного преобразования указанных перемещений в электрическое напряжение постоянного тока. На осциллограмме (фиг. IX. 21) показан процесс отработки золотником движения управляющего штока гидроусилителя при подаче на обмотку электромеханического преобразователя постоянного тока.

Из этой осциллограммы видно, что отставание штока золотника от штока управления гидроусилителя при частоте собственных колебаний рамки электромеханического преобразователя более 40 *гц* не превышает 1 *мсек*.

При определении частотных характеристик гидроусилителя была снята серия осциллограмм, на основании которых была построена его амплитудно-фазовая характеристика (фиг. IX. 22).

Экспериментально снятая амплитудно-фазовая характеристика гидроусилителя дает основание считать, что его собственные параметры при отработке сигнала, изменяющегося с частотой до 30 *гц*, практически не вносят амплитудных и фазовых искажений. Поэтому при анализе большинства систем авторегулирования гидроусилители с обратной связью можно рассматривать как идеальные звенья.

Одновременно было исследовано влияние величины радиального зазора в рабочей паре. На работу гидроусилителя при малых радиальных зазорах наблюдалось заклинивание управляющего штока, при больших — возникновение устойчивых автоколебаний подвижной системы электромеханического преобразователя, которое объясняется нелинейным изменением реактивного усилия, развиваемого



Фиг. IX. 22. Амплитудно-фазовая характеристика усилителя:
f — частота в *гц*; Jm — мнимая ось; Re — вещественная ось; $KW(j\omega)$ — амплитудно-фазовая характеристика.

струей масла на рабочих кромках управляющего штока, при его перемещении относительно золотника.

Наивыгоднейшие радиальные зазоры находятся в пределах 0,010—0,025 *мм*. Осевые усилия, необходимые для перемещения управляющего штока гидроусилителя, не превышают 1 *г*.

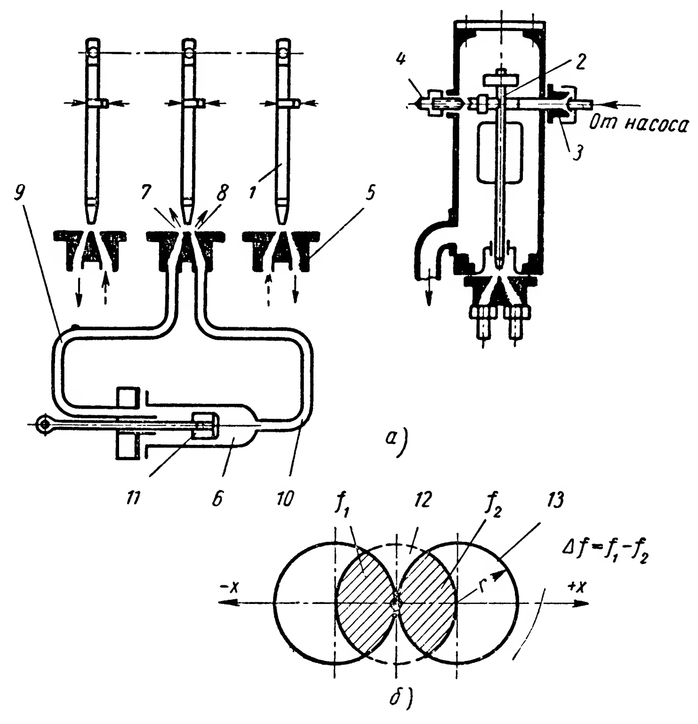
2. СТРУЙНЫЕ ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

В гидравлических системах автоматического регулирования часто применяется струйный принцип усиления. Этот принцип основан на применении струйной трубки (фиг. IX. 23, *а*), предназначенной для управления струей масла или другой жидкости, используемой в качестве рабочего тела для перемещения сервомотора.

Рабочая жидкость, нагнетаемая насосом, подводится во внутреннюю полость струйной трубки и вытекает с большой скоростью через конический насадок на другом ее конце. Струйная трубка легко поворачивается вместе с осью, установленной в опорах. Струя жидкости после выхода из струйной трубки попадает в два приемных отверстия, равных по диаметру выходному отверстию насадка струйной трубки. Приемные отверстия расположены в плоскости качания струйной трубки с узкой перемычкой между ними (фиг. IX. 23, *б*). Отверстия в приемнике давления соединены посредством расширяющихся каналов с выходными штуцерами, к которым присоединяются трубопроводы, подводящие рабочую жидкость к сервомотору. Оба расширяющиеся канала расположены в плоскости, перпендикуляр-

ной к линии центров приемных отверстий, с тем чтобы обратная струя рабочей жидкости при вытекании ее из этих отверстий не оказывала динамического давления на струйную трубку и этим не увеличивала нечувствительности струйного усилителя.

При расположении струйной трубки точно посредине между обоими приемными отверстиями рабочая жидкость, вытекающая из



Фиг. IX. 23. Схема струйного усилителя:

а — конструктивная схема усилителя: *1* — струйная трубка; *2* — ось; *3* и *4* — опоры; *5* — приемник давления; *6* — сервомотор; *7* и *8* — приемные отверстия; *9* и *10* — трубопроводы; *11* — поршень сервомотора; *б* — схема взаимного расположения выходного отверстия струйной трубки и приемных каналов; *x*—отклонение конца струйной трубки; *12* — выходное отверстие струйной трубки; *13* — приемные отверстия.

нее, равномерно распределяется между этими отверстиями и давления жидкости, действующие на обе торцовые поверхности поршня сервомотора, оказываются одинаковыми, вследствие чего поршень сервомотора находится в покое.

При отклонении струйной трубки из среднего положения в ту или другую стороны в одно из приемных отверстий будет поступать больше рабочей жидкости, а в другое меньше. Поэтому в канале приемника, соединенном с первым отверстием, скорость течения жидкости будет больше, чем во втором канале, соединенном со вторым приемным отверстием. Одновременно давление жидкости на выходе из первого канала будет больше, чем на выходе из второго

канала. На поршень сервомотора в этом случае будет действовать некоторый перепад давления, который создаст перестановочную силу, развиваемую сервомотором.

Статические характеристики струйных усилителей. Для определения зависимости давления рабочей жидкости, получаемого на выходе из приемника и развиваемого сервомотором перестановочного усилия вследствие отклонения струйной трубки от ее среднего положения, рассмотрим гидродинамические явления, происходящие в этой системе.

Скорость истечения струи из насадка струйной трубки зависит от давления, под которым рабочая жидкость подводится к струйной трубке. Составляя уравнение Бернулли для входного и выходного сечений струйной трубки и считая, что поле скоростей в этих сечениях является равномерным, получим

$$\frac{p_1}{\gamma} + \frac{w_1^2}{2g} = \frac{p_2}{\gamma} + \frac{w_2^2}{2g} + h_{mp}; \qquad (IX.48)$$

здесь w_1 — скорость жидкости во внутреннем канале струйной трубки;

w_2 — скорость жидкости на выходе из насадка струйной трубки;

p_1 — давление жидкости на входе в струйную трубку;

p_2 — давление жидкости в струе на выходе из струйной трубки;

h_{mp} — потеря напора вследствие сопротивлений в струйной трубке.

В общем виде потери напора можно выразить следующим образом:

$$h_{mp} = \sum \zeta_1 \frac{w_1^2}{2g}, \qquad (IX.49)$$

где ζ_1 — коэффициент сопротивления.

Следовательно, скорость истечения струи жидкости из насадка струйной трубки будет

$$w_2 = \sqrt{2g\frac{p_1 - p_2}{\gamma} + w_1^2(1 - \Sigma\zeta_1)} \qquad (IX.50)$$

Предполагая, что вся жидкость, вытекающая из струйной трубки, попадает только в приемные отверстия, на основании уравнения Бернулли получим давление жидкости в приемнике, равное

$$p_3 = p_2 + \frac{\gamma}{2g}(w_2^2 - w_3^2) - h_{1mp}\gamma; \qquad (IX.51)$$

с учетом $h_{1mp} = \sum \zeta_2 \frac{w_2^2}{2g}$ получим

$$p_3 = p_2 + \frac{\gamma}{2g}(w_2^2 - w_3^2) - \sum \zeta_2\gamma\frac{w_2^2}{2g} = p_2 + \frac{\gamma}{2g}\left[w^2\left(1 - \sum \zeta_2\right) - w_3^2\right]; \qquad (IX.52)$$

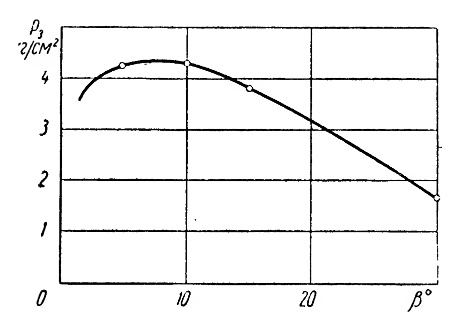
здесь ζ_2 — коэффициент сопротивления приемника.

Отсюда следует, что для достижения большей величины давления p_3 необходимо выполнять каналы приемника такой формы, которая обеспечит в трубопроводах, подводящих рабочую жидкость к сервомотору, сравнительно небольшую скорость ее w_3. Одновременно потери напора в конических расходящихся каналах приемника давления и в трубопроводах также должны быть малы.

По Гибсону, потери в таких каналах могут быть определены по формуле

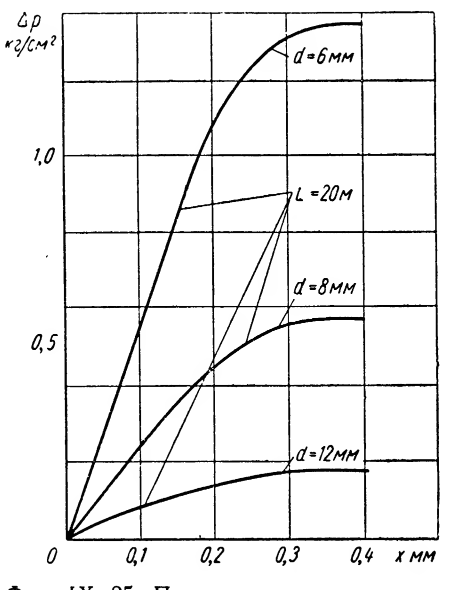
$$\sum \zeta_2 = 3{,}50\left(\operatorname{tg}\frac{\beta}{2}\right)^{1,22}\frac{(w_2 - w_3)^2}{2g}. \qquad (IX.53)$$

На основании уравнений (IX. 52) и (IX. 53) можно построить зависимость получаемого в приемнике давления p_3 (фиг. IX. 24) для установившегося движения жидкости от угла расширения приемного канала. Наивыгоднейшим углом расширения канала является угол $\beta = 8°$. На практике, однако, предпочитают выполнять каналы приемника давления с большими углами расширения (до 15—18°).



Фиг. IX. 24. Зависимость изменения давления на выходе струйного усилителя от угла конусности приемного канала:

p_3 — давление на выходе; β° — угол конусности.



Фиг. IX. 25. Потеря давления в соединительных трубопроводах в зависимости от отклонения струйной трубки:

Δp — потеря давления; d — диаметр трубопровода в свету; x — перемещение конца струйной трубки от среднего положения в *мм*; L — длина трубопровода.

Это необходимо для уменьшения длины каналов при достаточных их выходных сечениях во избежание получения слишком больших скоростей в трубопроводах, соединяющих приемник давления с сервомотором. Угол между осями каналов выбирают из конструктивных соображений.

Значения потерь давления в трубопроводах, соединяющих приемник давления струйного усилителя с сервомотором, приведены для нескольких наиболее употребительных значений диаметра трубопроводов на фиг. IX. 25.

Величины сопротивлений соединительных трубопроводов были получены с помощью известной формулы Дарси:

$$h_{mp} = \lambda \frac{Lw^2}{2gd}. \qquad (IX.54)$$

Полученные сопротивления хорошо согласуются с данными практики. В формуле (IX. 54) приняты следующие обозначения:

λ — коэффициент сопротивления, равный $0{,}012 + \frac{1{,}7}{\sqrt{Re}}$; $Re = \frac{wd}{\nu}$ (число Рейнольдса);

w — средняя скорость жидкости в трубопроводе;

L — длина трубопровода;

d — внутренний диаметр трубопровода;

g — ускорение силы тяжести;

ν — кинематический коэффициент вязкости.

Из фиг. IX. 25 следует, что значение диаметра трубопровода оказывает сильное влияние на величину потерь давления в трубопроводах системы гидроусиления со струйным усилителем.

Поэтому при выборе размеров элементов системы необходимо учитывать гидравлические сопротивления, возникающие в этих элементах при движении сервомотора.

Давление в плоскости входного отверстия приемника давления, создаваемое струей рабочей жидкости, вытекающей из насадка струйной трубки, может быть найдено из уравнения

$$p_1 = \xi_1 \rho_0 \frac{Q_0}{f_0} w_0 \sin\alpha\ . \qquad (IX.55)$$

Заменяя $\frac{Q_0}{f_0} = w_0$, получим

$$p_1 = \xi_1 \rho_0 w_0^2 \sin\alpha\ ; \qquad (IX.56)$$

здесь p_1 — давление жидкости на входе в приемное отверстие;

ρ_0 — плотность жидкости;

Q_0 — расход жидкости на выходе из струйной трубки;

w_0 — скорость жидкости на выходе из струйной трубки;

f_0 — проходное сечение на выходе струйной трубки;

ξ_1 — коэффициент, учитывающий потери между струйной трубкой и приемником давления;

α — угол между осью струйной трубки и входной плоскостью приемного канала.

Как показывают эксперименты, коэффициент ξ_1 может быть принят равным 0,92—0,96 в зависимости от выполнения струйного усилителя.

Угол α близок к 90°, поэтому множитель $\sin\alpha$ в уравнении (IX. 56) может быть, при практических расчетах, опущен.

Жидкость, поступающая с давлением p_1 в приемный канал, используется для перемещения поршня сервомотора.

Учитывая потерю скоростного напора при выходе струи из свободного канала приемника давления и пренебрегая потерями в трубо-

проводах, а также нагрузкой и скоростью движения поршня сервомотора, перепад давления на нем можно определить из уравнения

$$\Delta p_c = \frac{\gamma}{g} w_0^2 \left\{ \xi_1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{\left(1 - \frac{f'}{f_0} \right)^2} \right] \right\}, \qquad (IX.57)$$

где f' — перекрытие струйной трубкой входного отверстия приемного канала со стороны, противоположной отклонению струйной трубки;

Δf — разность перекрытий приемных отверстий (см. фиг. IX. 23, *б*).

Одновременно давление p_2 за диффузором приемника давления, т. е. на выходе струйного усилителя, будет

$$p_2 = \frac{\gamma}{g} w_0^2 \left[\xi_1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 \right]. \qquad (IX.58)$$

Значения давления p_2 и перепада давления, создаваемого на поршне сервомотора, можно определить из уравнений (IX. 57) и (IX. 58) для крайнего положения струйной трубки при $\Delta f = f_2 = 0$. Если струйная трубка находится в среднем положении, то перепад давления на поршне сервомотора будет равен нулю.

Уравнение (IX. 57) показывает, что перепад давлений на поршне сервомотора является функцией квадрата скорости жидкости во входном сечении канала приемника давления. Расход, а следовательно, и скорость рабочей жидкости во входных сечениях каналов приемника давления определяются разностью перекрытий этих сечений струей жидкости, вытекающей из насадка струйной трубки.

Без учета перемычки между обоими приемными отверстиями в приемнике давления разность перекрытий Δf может быть определена следующим образом:

$$\Delta f = r^2 \left\{ \left(\frac{1}{2} + \frac{x}{2r} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2} + \frac{x}{2r} \right)^2} - \left(\frac{1}{2} - \frac{x}{2r} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2} - \frac{x}{2r} \right)^2} + \arcsin \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{x}{2r} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2} - \frac{x}{2r} \right)^2} - \left(\frac{1}{2} - \frac{x}{2r} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2} + \frac{x}{2r} \right)^2} \right] \right\}. \qquad (IX.59)$$

Соответственно перекрытие одного канала будет

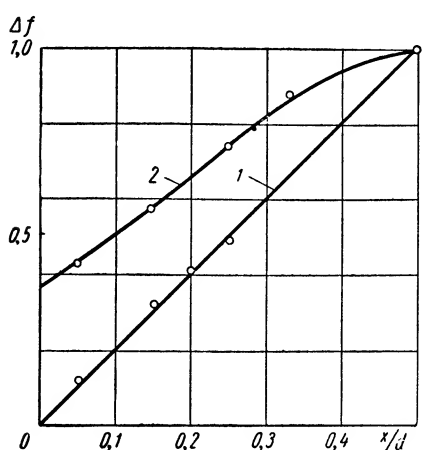
$$f' = r^2 \left[\operatorname{acrcos} \left(\frac{1}{2} + \frac{x}{2r} \right) - \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2} + \frac{x}{2r} \right)^2} \right];$$

здесь r — радиус выходного отверстия струйной трубки, а также входных отверстий приемника давления;

x — отклонение центра отверстия струйной трубки от среднего положения [1].

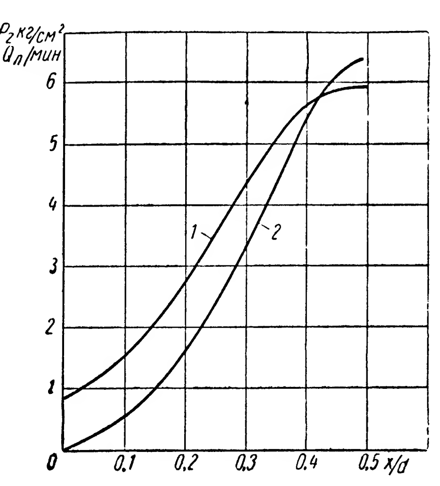
[1] Знак перед x берется в соответствии с фиг. IX. 23, *б*.

С учетом перемычки между отверстиями приемника давления на фиг. IX.26 приведена зависимость разности перекрытий отверстий от положения струйной трубки, полученная экспериментальным путем. На фиг. IX. 27 даны характеристики одной конструкции струйного усилителя при диаметре выходного отверстия струйной трубки равном 2,5 *мм* и при начальном давлении масла 6 *кг/см*^{2}. Форма характеристики струйного усилителя незначительно меняется в зави-



Фиг. IX. 26. Зависимость разности перекрытий входных сечений приемных отверстий от относительного отклонения струйной трубки при отсутствии перемычки:

1 — разность перекрытий обоих отверстий; *2* — перекрытие одного отверстия; $\frac{x}{d}$ — отношение отклонения струйной трубки относительно выходного отверстия насадка; Δf — разность перекрытий сечений приемных отверстий.



Фиг. IX. 27. Изменение давления и расхода жидкости на выходе струйного усилителя при $p_0 = 6$ *кг/см*^{2}:

1 — давление; *2* — расход; p_2 — давление на выходе в *кг/см*^{2}; *Q* — расход на выходе в *л/мин*; $\frac{x}{d}$ — отношение отклонения конца струйной трубки относительно диаметра выходного отверстия насадка струйной трубки.

симости от диаметра выходного отверстия струйной трубки. Расход рабочей жидкости через усилитель пропорционален выходному сечению струйной трубки.

На основании рассмотренных характеристик можно определить требуемые размеры и параметры струйного усилителя.

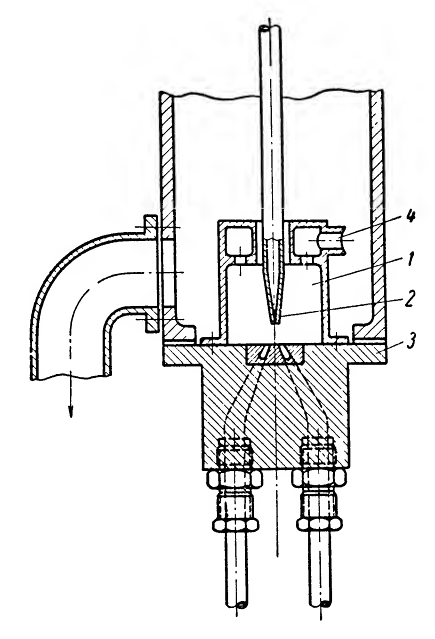
При выполнении конструкции гидравлического струйного усилителя необходимо учесть следующие его особенности.

Наиболее целесообразно расположить струйную трубку вертикально и таким образом, чтобы ее выходной конец был направлен вниз. Во время работы усилителя конец струйной трубки и входные отверстия каналов приемника давления должны быть покрыты слоем рабочей жидкости, т. е. должны работать в утопленном состоянии. Это предохраняет гидравлическую систему от попадания в нее вместе со струей жидкости также и воздуха.

Наличие воздуха в элементах гидравлической системы может служить причиной неустойчивой работы системы, так как образую-

щиеся в ней воздушные подушки приводят к появлению запаздывания. В то же время слой жидкости, находящийся на пути струи жидкости, вытекающей из насадка струйной трубки, не создает, как это подтверждено практикой, сколько-нибудь заметной потери в скорости струи. Поэтому можно считать, что струя, при прохождении через этот слой жидкости, толщина которого не превышает 10—12 *мм*, испытывает лишь жидкостное трение по поверхности цилиндра πdh, где d — диаметр струи, а h — путь струи между струйной трубкой и приемником давления.

Для уменьшения пенообразования, которое приводит к обогащению рабочей жидкости, циркулирующей в системе, пузырьками воздуха, следует предусматривать в струйном усилителе специальную камеру — пеногаситель (фиг. IX. 28), отделяющую место, в котором расположены выходной конец струйной трубки и приемные отверстия каналов приемника давления, от остального внутреннего пространства струйного усилителя. Выпускные отверстия пеногасителя, предназначенные для выхода рабочей жидкости, необходимо рассчитывать так, чтобы жидкость, заполняющая пеногаситель, находилась под некоторым небольшим давлением (5—30 *мм* вод. ст.).



Фиг. IX. 28. Конструктивная схема пеногасителя:

1 — слив жидкости; *2* — насадок струйной трубки; *3* — приемник давления; *4* — слив.

Пеногаситель уменьшает также разбрызгивание рабочей жидкости в струйном усилителе и этим снижает ее потери.

Нечувствительность гидросистемы, которая слагается из нечувствительности струйной трубки, сопротивления трубопроводов, соединяющих струйный усилитель с сервомотором, и нечувствительности сервомотора, в основном обусловливается трением в этих элементах.

При вытекании струи из струйной трубки возникает реактивная сила, действующая на струйную трубку,

$$R_{стр} = \rho Q w = \rho f w^2, \tag{IX.60}$$

где ρ — плотность жидкости;

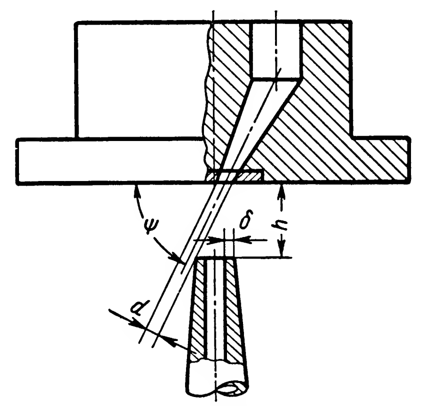
Q — секундный расход жидкости;

w — скорость истечения жидкости.

При $\rho = \frac{\gamma}{g} \approx \frac{900}{9{,}81} = 91{,}8$ *кг сек²/м⁴*, $f = \frac{\pi \cdot 0{,}25^2}{4} = 0{,}049$ *см²* и $w = 33{,}5$ *м/сек* получим $R_{cm} \approx 0{,}5$ *кг*. Для неискривленной струйной

трубки эта сила не создает опрокидывающего момента относительно оси качания трубки, так как она всегда направлена вдоль оси трубки. Сила реакции струи увеличивает лишь незначительно момент трения в опорах.

На основании многих опытов было установлено, что момент трения в опорах струйной трубки, находящейся под рабочим давлением, изменяется в пределах 15—25 *гсм*. Нечувствительность сервомотора при нормальной его конструкции обычно не превышает 10% от его перестановочного усилия.



Фиг. IX. 29. Схема расположения конца струйной трубки:

d — диаметр приемного отверстия; *h* — зазор между торцом струйной трубки и приемником давления; δ — толщина стенки насадка; ψ — угол наклона струи.

При выборе величины расстояния *h* между насадком струйной трубки и плоскостью приемника давления следует исходить из следующих соображений. При работе струйного усилителя рабочая жидкость, вытесняемая поршнем движущегося сервомотора, вытекает из канала приемника давления в корпус струйного усилителя с такой скоростью, что струя возвращающейся жидкости, ударяя в струйную трубку, создает дополнительный момент на ее оси, который не только увеличивает нечувствительность струйного усилителя, но при неблагоприятных условиях, приводит к дополнительным возмущениям системы.

Чтобы избежать этого, следует расположить приемные каналы под некоторым углом в плоскости, перпендикулярной к линии центров входных отверстий приемника давления, и правильно выбрать расстояние между струйной трубкой и приемником давления усилителя.

Из фиг. IX. 29 можно найти

$$h_{min} = (d + \delta) \operatorname{tg} \psi, \qquad (IX.61)$$

где h_{min} — минимально допустимое расстояние между струйной трубкой и приемником давления;

d — внутренний диаметр приемного отверстия;

δ — толщина стенки струйной трубки на выходе;

ψ — угол наклона струи, вытекающей из приемника давления.

Динамические характеристики струйных усилителей. Для точного расчета струйных усилителей и их проектирования, а также для расчета остальных элементов гидравлических систем автоматического регулирования и управления необходимо знание динамических характеристик струйных усилителей и явлений, происходящих в них при неустановившемся движении системы.

На практике применяются различные типы струйных усилителей: однокаскадные, двухкаскадные и, реже, многокаскадные.

Различие их схем и конструкций требует раздельного рассмотрения их динамических характеристик. Ниже рассматриваются линеаризованные динамические характеристики однокаскадных и двухкаскадных струйных усилителей, имеющих наибольшее распространение. Приведенная методика расчета этих характеристик вполне применима также и для многокаскадных струйных усилителей.

Струйные однокаскадные усилители. Основным элементом струйного усилителя (см. фиг. IX. 23, *а*) является струйная трубка. Полагая, что струйная трубка нагружена с одной стороны усилием, развиваемым чувствительным элементом, а с другой — возвратной пружиной, уравнение ее движения можно записать в виде

$$-J_{mp}\frac{d^2\theta}{dt^2}=\sum M_i, \tag{IX. 62}$$

где J_{mp} — момент инерции струйной трубки и находящейся в ней жидкости;

θ — перемещение струйной трубки;

$\sum M_i$ — сумма внешних сил, действующих на струйную трубку.

В число сил, действующих на струйную трубку, кроме воздействия со стороны чувствительного элемента, входят следующие силы:

Сила пружины

$$R_{np}=c\theta, \tag{IX. 63}$$

где c — жесткость пружины.

Сила вязкого трения

$$R_{mp}=r\frac{d\theta}{dt}, \tag{IX. 64}$$

где r — коэффициент пропорциональности.

Подставляя эти выражения в уравнение (IX. 62), получим

$$J_{mp}\frac{d^2x}{dt^2}+r\frac{dx}{dt}+cx=L_mky, \tag{IX. 65}$$

где $L_m=\frac{x}{\theta}$ — длина струйной трубки от ее оси до торца насадка;

k_1 — коэффициент усиления;

y — перемещение чувствительного (управляющего) элемента в точке соединения с иглой, передающей усилие от него.

Переходя к относительным переменным, перепишем уравнение (IX. 65) в виде

$$(T_1^2s^2+2\zeta_1T_1s+1)\,\sigma=\varkappa_1\eta; \tag{IX. 66}$$

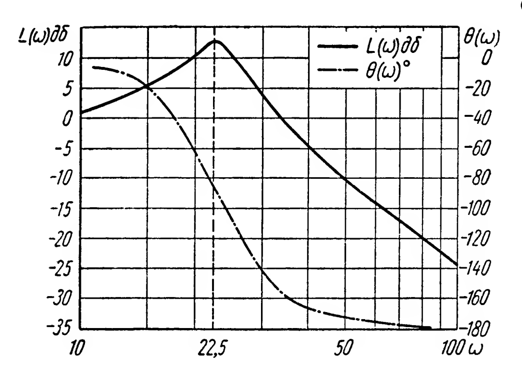
здесь

$$T_1^2=\frac{J_{mp}}{c};\qquad \zeta_1=\frac{r}{2\sqrt{J_{mp}c}};\qquad \sigma=\frac{\Delta x}{x_0};\qquad \eta=\frac{\Delta y}{y_0};\qquad \varkappa_1=\frac{k_1L_m}{c}.$$

В соответствии с уравнением (IX. 66) передаточная функция для струйной трубки будет иметь вид

$$KW_1(s)=\frac{\varkappa_1}{T_1^2s^2+2\zeta_1T_1s+1}. \tag{IX. 67}$$

Логарифмические частотные характеристики, построенные на основании передаточной функции (IX. 67) для типовой конструкции струйного усилителя приведены на фиг. IX. 30.



Фиг. IX. 30. Логарифмические частотные характеристики типового струйного усилителя:

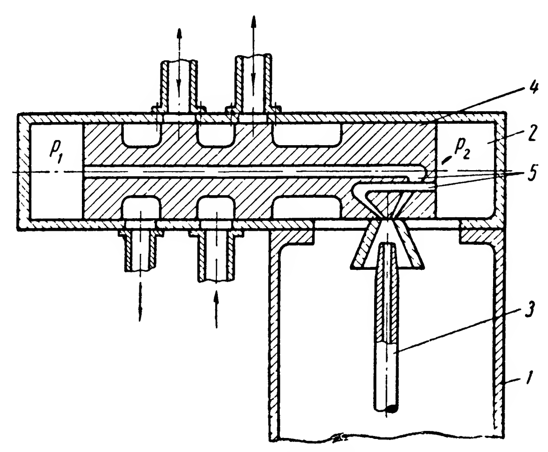
$L(\omega)$ — амплитудная частотная характеристика в *дб*; $\Theta(\omega)$ — фазовая частотная характеристика в град.; ω — частота в рад.

Струйные двухкаскадные усилители. В гидравлических системах регулирования и управления, использующих сервомеханизмы со струйными усилителями, для повышения мощности и увеличения скорости перемещения сервомотора применяют двухкаскадные струйные усилители с так называемыми отслеживающими золотниками (фиг. IX. 31).

Такие устройства позволяют работать с повышенными давлениями в системе, что значительно повышает ее эффективность.

Весьма целесообразно применение струйных усилителей с отслеживающими золотниками в современных быстродействующих системах управления с инерционными нагрузками.

Струйный усилитель с отслеживающим золотником (см. фиг. IX. 31) состоит из однокаскадного струйного усилителя, снабженного управляющей струйной трубкой, и дополнительного золотника с подвижным поршеньком.



Фиг. IX. 31. Схема двухкаскадного струйного усилителя с отслеживающим золотником:

1 — струйный усилитель; *2* — отслеживающий золотник; *3* — струйная трубка; *4* — поршень золотника; *5* — каналы в золотнике; p_1 и p_2 — давления жидкости в камерах золотника.

Конструктивно золотник крепится на корпусе струйного усилителя. Приемные каналы высверливаются непосредственно в теле поршенька отслеживающего золотника. В этих усилителях выходной канал струйной трубки выполняется меньшего диаметра, чем в обычных струйных усилителях, предназначенных для работы без дополнительного золотника. Обычно выходные каналы таких струйных

трубок имеют диаметр 1,5—1,75 *мм*, так как для управления поршеньком отслеживающего золотника не требуется большого расхода рабочей жидкости. При начальном давлении около 5 *кг/см*^{2} расход жидкости через такую струйную трубку не превышает 4 *л/мин*.

Расход рабочей жидкости через золотник может достигать 100 *л/мин* и более в зависимости от начального давления, которое может быть доведено до 50—70 *кг/см*^{2} в мощных быстродействующих системах.

Двухкаскадные струйные усилители являются более сложными, чем однокаскадные, поэтому определение условий устойчивости работы их приобретает важное значение при расчете всей системы.

Уравнение движения отслеживающего золотника. На золотник во время его движения действуют силы давления управляющей жидкости, поступающей из струйной трубки, сила жидкостного трения, сила реакции струи рабочей жидкости, вытекающей из золотника, и силы инерции.

Уравнение движения отслеживающего золотника в соответствии с основным законом динамики может быть записано виде

$$-M_з \frac{d^2z}{dt^2} = \sum R_з = R_{1з} + R_{2з} + R_{3з}; \qquad \text{(IX.68)}$$

здесь $M_з$ — масса золотника и жидкости, заключенной в его полостях;

z — перемещение золотника вдоль его оси;

$R_{1з}$ — сила давления управляющей жидкости на торцовые поверхности золотника;

$R_{2з}$ — сила жидкостного трения;

$R_{3з}$ — сила реакции струи рабочей жидкости.

Силу давления управляющей жидкости можно записать в виде

$$R_{1з} = (p_1 - p_2) f_з = \Delta p f_з, \qquad \text{(IX.69)}$$

где $f_з$ — площадь торца золотника;

p_1 и p_2— давления рабочей жидкости в соответствующих полостях золотника.

Разность давлений Δp, действующая на золотник, может быть выражена следующим образом:

$$\Delta p = \varkappa_1 (x - z). \qquad \text{(IX.70)}$$

Подставляя значение Δp в уравнение (IX. 69), получим

$$R_{1з} = \varkappa f_з (x - z). \qquad \text{(IX.71)}$$

Сила жидкостного трения на пути длиной z_0 приближенно может быть найдена из выражения

$$R_{2з} = 25,12\mu \frac{dz}{dt} z_0; \qquad \text{(IX.72)}$$

здесь μ — абсолютная вязкость управляющей жидкости, смачивающей боковые поверхности золотника.

Для определения силы реакции струи рабочей жидкости необходимо рассмотреть условия неустановившегося движения струи рабочей жидкости через окна золотника.

Для неустановившегося потока жидкости с учетом сил инерции можно записать уравнение ее движения в виде

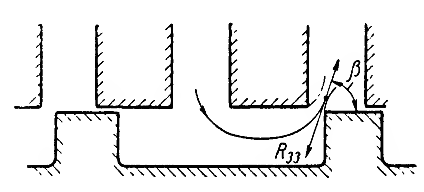
$$\rho \frac{dQ}{dt} z_0 + \rho Q (w_2 - w_1) = P. \qquad (IX.73)$$

Величиной скорости w_1 жидкости во входном сечении (в окне) корпуса золотника можно пренебречь.

Тогда уравнение (IX. 73) будет иметь вид

$$\rho \frac{dQ}{dt} z_0 + \rho Q w_2 = P. \qquad (IX.74)$$

Проекция этой силы на продольную ось золотника, с которой совпадает направление его движения, является силой реакции струи, вытекающей из золотника жидкости (фиг. IX. 32),



Фиг. IX. 32. Схема направления силы реакции струи в окнах золотника:

R_{33} — сила реакции струи; β — угол направления силы реакции струи относительно оси золотника.

$$R_{33} = -P \cos \beta. \qquad (IX.75)$$

При выводе уравнения движения золотника примем следующие допущения: давление жидкости на входе в золотник является постоянным (это достигается применением редукционных клапанов, регуляторов давления и других устройств, поддерживающих заданное давление с достаточной степенью точности); нагрузка на сервомотор постоянна (такое предположение допустимо, если сервомотор имеет достаточно большой запас по перестановочному усилию); перепад давлений на золотнике также является постоянным.

При данных допущениях расход рабочей жидкости через золотник с учетом линеаризации его характеристики будет зависеть только от осевого перемещения золотника. При этом осевая составляющая скорости жидкости из окон золотника будет

$$w_2 = \varphi \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta P_0} \cos \beta; \qquad (IX.76)$$

здесь φ — коэффициент скорости;

ρ — плотность жидкости;

ΔP_0 — перепад давлений на золотнике.

Расход жидкости через золотник может быть найден из уравнения

$$Q = \alpha b z \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta P}; \qquad (IX.77)$$

здесь α — коэффициент расхода;

b — общая длина отверстия по окружности золотника.

Дифференцируя уравнение (IX. 76) по времени, получим

$$\frac{dQ}{dt} = \alpha b \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta P} \frac{dz}{dt}. \qquad (IX.78)$$

Подставляя выражения (IX. 75) — (IX. 78) в исходное уравнение (IX. 73), получим

$$R_{зз} = \left[2\varphi\alpha b\Delta P_0 z + \alpha b\sqrt{2\rho\Delta P_0}\, z_0 \frac{dz}{dt}\right]\cos\beta. \qquad (IX.79)$$

Подставляя найденные значения сил, действующих на золотник, в уравнение (IX. 68), получим

$$M_з \frac{d^2z}{dt^2} + \left[\alpha b\sqrt{2\rho\Delta P_0}\, z_0\cos\beta + 25{,}12\mu z_0\right]\frac{dz}{dt} +$$

$$+ (2\varphi\alpha b\Delta P_0\cos\beta + \varkappa_1 f_з)\, z = \varkappa_1 f_з x. \qquad (IX.80)$$

Из уравнения (IX. 80) можно получить условие устойчивости золотника в линейном приближении:

$$0{,}084 z_0^2\left(\alpha d\sqrt{\rho\Delta P_0}\cos\beta + 5{,}76\mu\right)^2 \geqslant \left(\alpha\varphi\Delta P_0\cos\beta + \varkappa_1\frac{d}{8}\right). \qquad (IX.81)$$

Так как в правой части неравенства (IX. 81) содержится произведение двух величин $\varkappa_1$ и d, из которых $\varkappa_1$ не входит в левую часть, можно сделать вывод, что при увеличении крутизны характеристики струйного усилителя, сверх определяемого неравенством (IX. 81) значения, золотник будет совершать колебательные движения около среднего положения, определяемого в данном случае отклонением струйной трубки. Важное значение для устойчивости золотника имеет и вязкость жидкости, входящая в правую часть неравенства.

Разделив обе части уравнения (IX. 80) на коэффициент при z, получим уравнение движения золотника в виде

$$T_{z1}^2\frac{d^2z}{dt^2} + T_{z2}\frac{dz}{dt} + z = k_z' x. \qquad (IX.82)$$

Здесь

$$\left.\begin{aligned} T_z^2 &= \frac{M_з}{2\pi d\left(\alpha\varphi\Delta P_0\cos\beta + \varkappa_1\frac{d}{8}\right)};\\ T_{z2} &= \frac{\left(\alpha\sqrt{\rho\Delta P_0}\cos\beta + 5{,}76\mu\right) z_0}{\sqrt{2}\left(\alpha\varphi\Delta P_0\cos\beta + \varkappa_1\frac{d}{8}\right)};\\ k_z' &= \frac{\varkappa_1 d}{8\left(\alpha\varphi\Delta P_0\cos\beta + \varkappa_1\frac{d}{8}\right)} \end{aligned}\right\} \qquad (IX.83)$$

Перепишем уравнение (IX. 82) в стандартной форме:

$$\left(T_z^2 s^2 + 2\zeta_z T_z s + 1\right)\eta = k_z\sigma, \qquad (IX.84)$$

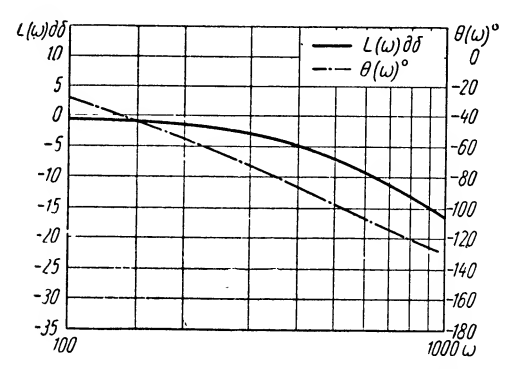
где

$$\left.\begin{aligned}T_z^2 &= \sqrt{\frac{M_з}{2\pi d\left(\alpha\varphi\Delta P_0\cos\beta + \varkappa_1\frac{d}{8}\right)}};\\ \zeta_z &= \frac{\left(\alpha\sqrt{\rho\Delta P_0}\cos\beta + 5{,}76\mu\right)z_0}{\sqrt{\frac{1{,}27}{d}M_з^3\left(\alpha\varphi\Delta P_0\cos\beta + \varkappa_1\frac{d}{8}\right)}};\\ \eta &= \frac{\Delta z}{z_0};\quad \sigma = \frac{\Delta x}{x_0};\\ k_z &= \frac{\varkappa d x_0}{8\left(\alpha\varphi\Delta P_0\cos\beta + \varkappa_1\frac{d}{8}\right)z_0}.\end{aligned}\right\} \qquad (IX.85)$$

На основании уравнения (IX. 84) передаточная функция отслеживающего золотника может быть записана в виде

$$KW_z(s) = \frac{k_z}{T_z^2 s^2 + 2\zeta_z T_z s + 1}. \qquad (IX.86)$$

Логарифмические частотные характеристики для типовой конструкции отслеживающего золотника приведены на фиг. IX. 33.



Фиг. IX. 33. Логарифмические частотные характеристики типового отслеживающего золотника:

$L(\omega)$ — амплитудная частотная характеристика в дб; $\theta(\omega)$ — фазовая частотная характеристика в град.; ω — частота в рад.

Все приведенные характеристики относятся только к струйным усилителям без обратных связей. Эти усилители были выбраны потому, что в системах автоматического управления, особенно промышленных, они применяются наиболее часто и являются основными.

Рассмотренные характеристики типовых конструкций струйных усилителей, позволяют сделать вывод о том, что полоса пропускания таких усилителей лежит в области относительно низких частот. Такие струйные усилители ограничивают их использование в системах регулирования объектов, отличающихся относительно большими постоянными времени.

В отдельных случаях полоса пропускания рассматриваемых усилителей может быть расширена в сторону некоторого увеличения верхней границы частот в основном путем уменьшения размеров сервомотора, а также за счет повышения давления управляющей жидкости.

Однако широкого применения эти способы не могут иметь, так как уменьшение размеров сервомотора одновременно понижает мощ-

ность системы, а чрезмерное увеличение управляющего давления, помимо понижения чувствительности, может привести к неустойчивой работе струйного усилителя.

Путем некоторого изменения существующих конструкций струйных усилителей можно значительно повысить полосу пропускания частот этих усилителей. Так, для повышения быстродействия, что весьма важно при управлении объектами, предъявляющими повышенные требования к скорости действия регулятора, а также в условиях комплексной автоматизации могут быть использованы сервомеханизмы с двухкаскадным усилением при повышенном давлении рабочей жидкости, подводимой ко второму каскаду. Можно рекомендовать и другие схемы, которые являются наиболее эффективными при использовании обратных связей.

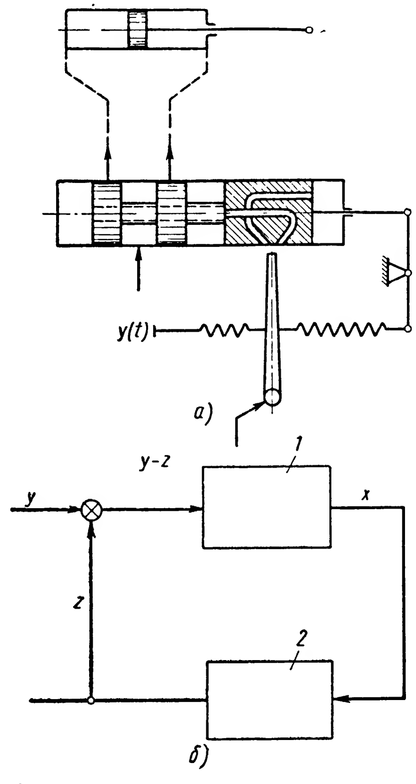
В качестве примера на фиг. IX. 34, *а* изображена схема гидравлического струйного усилителя с отслеживающим золотником и жесткой обратной связью. Применительно к этой схеме полученное уравнение (IX. 65) должно быть изменено следующим образом:

$$J_{mp}\frac{d^2x}{dt^2}+r\frac{dx}{dt}+(c_1+c_2)\,x=$$

$$=L_m(k_1y-ic_2z); \quad (IX.87)$$

здесь c_2 — коэффициент жесткости пружины обратной связи;

i — коэффициент передачи обратной связи.



Фиг. IX. 34. Двухкаскадный усилитель с обратной связью:

а — схема двухкаскадного струйного усилителя с отслеживающим золотником и жесткой обратной связью, *б* — структурная схема; *1* — струйная трубка; *2* — золотник; $y(t)$ — управляющее воздействие; x — координата струйной трубки; z — координата золотника.

Уравнение движения золотника примем в прежнем виде:

$$\left(T_z^2s^2+2\zeta_zT_zs+1\right)\eta=k_z\sigma. \quad (IX.88)$$

В соответствии со структурной схемой сервомеханизма (фиг. IX. 34, *б*) передаточная функция блока (струйная трубка — отслеживающий золотник) может быть записана в виде

$$KW_{бл}(s)=\frac{KW_1(s)\,KW_1(s)}{1+KW_1(s)\,KW_z(s)}. \quad (IX.89)$$

Так как частотная характеристика $KW_z(s)$ золотника лежит в области более высоких частот, то передаточную функцию (IX. 89) блока приближенно можно представить в виде

$$KW'_{бл}(s) = \frac{\frac{1}{k_1 k_z}}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1}, \qquad (IX. 90)$$

где

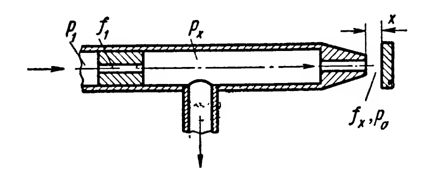
$$T^2 = \frac{T_1^2}{1 + k_1 k_z}.$$

Сравнивая выражение (IX. 90) с передаточной функцией (IX. 67) струйного усилителя, отмечаем, что сопрягающая частота $1/T$, входящая в выражение (IX. 90) частотной характеристики блока, может быть увеличением k_1 и k_z значительно смещена в область более высоких частот, что и обеспечивает большее быстродействие такой системы, а также меньший фазовый сдвиг при работе всей системы на более низких частотах (при объектах, обладающих значительными постоянными времени).

3. ДРОССЕЛЬНЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

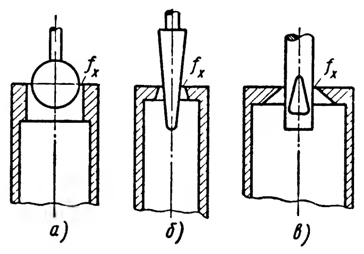
Наряду с гидравлическими дроссельными усилителями в технике автоматического управления широко применяются также пневматические дроссельные усилители (фиг. IX. 35).

Эти усилители, как и гидравлические, позволяют получать на выходе переменные значения давления газа (воздуха) в заданной



Фиг. IX. 35. Схема пневматического однокаскадного дроссельного усилителя типа сопло — заслонка:

f_1 — сечение постоянного дросселя; f_x — переменное сечение на выходе; p_1 — начальное давление; p_x — переменное давление; p_a — давление за переменным дросселем; x — отклонение заслонки.



Фиг. IX. 36. Схемы различных типов дросселей:

а — шариковый; б — игольчатый; в — золотниковый; f_x — переменное сечение дросселя.

функции от перемещения того или иного задающего устройства. Некоторые из этих устройств схематично изображены на фиг. IX. 36.

Пневматические однокаскадные дроссельные усилители состоят обычно из дросселя переменного сечения f_x и дросселя постоянного сечения f_1, служащего для установления определенного диапазона изменения давления p_x.

Двухкаскадные усилители имеют, кроме того, дроссель переменного сечения во втором каскаде, а также промежуточную камеру

с силовым элементом, как правило, в виде мембраны или сильфона для управления вторым переменным дросселем.

Однокаскадные пневматические дроссельные усилители. Статическая характеристика (фиг. IX. 37) простейшего пневматического дроссельного усилителя может быть получена из уравнений расходов газа через дроссели постоянного и переменного сечений:

$$\alpha_1 f_1 p_1 \sqrt{\frac{2g}{RT}\cdot\frac{n}{n-1}\left[\left(\frac{p_x}{p_1}\right)^{\frac{2}{n}}-\left(\frac{p_x}{p_1}\right)^{\frac{n+1}{n}}\right]}=$$

$$=\alpha_x f_x p_x \sqrt{\frac{2g}{RT}\cdot\frac{n}{n-1}\left[\left(\frac{p_a}{p_x}\right)^{\frac{2}{n}}-\left(\frac{p_a}{p_x}\right)^{\frac{n+1}{n}}\right]}; \qquad \text{(IX. 91)}$$

здесь α_1 и α_x — коэффициенты расхода соответственно для постоянного и переменного дросселей;
f_1 и f_x — проходные сечения для постоянного и переменного дросселей;
g — ускорение силы тяжести;
R — газовая постоянная;
T — температура газа;
n — показатель расширения политропы;
p_1, p_x, p_a — давления газа (см: фиг. IX. 35).

В большинстве случаев температуру газа между постоянным и переменным дросселями при расчете усилителя можно считать постоянной.

При использовании повышенных давлений в системе истечение газа через один из дросселей (обычно переменного сечения) будет сверхкритическим $\left(\frac{p_a}{p_x}\right) \leqslant 0{,}528$. В этом случае расход газа через дроссель следует определять по формуле

$$Q_x = \alpha_x f_x p_x \sqrt{\frac{2g}{RT}\cdot\frac{n}{n+1}\left(\frac{2}{n+1}\right)^{\frac{1}{n-1}}}. \qquad \text{(IX. 92)}$$

Расход газа через дроссель зависит не только от изменения проходного сечения переменного дросселя, но также и от коэффициента расхода α_x, который в известных пределах изменяется одновременно с f_x.

Коэффициент расхода α_x может быть приблизительно постоянным при соответствующем выборе конструкции усилителя (см. фиг. IX. 36).

Изменение проходного сечения переменного дросселя можно представить в функции его перемещения, т. е.

$$f_x = kx, \qquad \text{(IX. 93)}$$

где

$$k = \left(\frac{\partial f_x}{\partial x}\right)_0 \qquad \text{(IX. 94)}$$

может быть определено при конструировании дросселя или задано наперед.

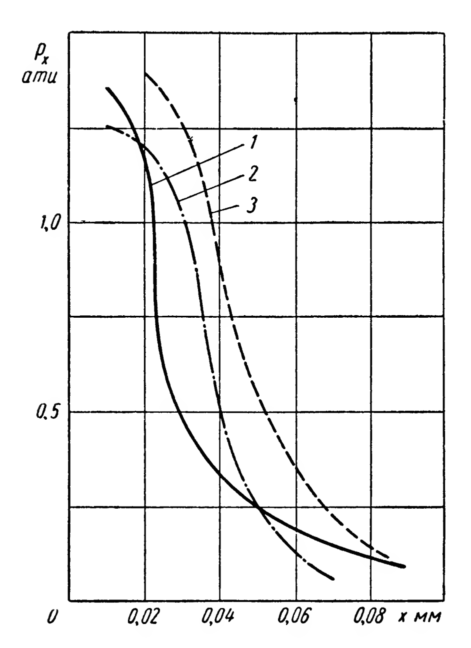
Обозначая $\pi_1 = \frac{p_x}{p_1}$, $\pi_2 = \frac{p_a}{p_x}$ и считая в первом приближении, что

$$\sqrt{\frac{1-\pi_1^{n-1}}{1-\pi_2^{n-1}}} \approx \frac{1-0{,}5\pi_1^{n-1}}{1-0{,}5\pi_2^{n-1}}, \qquad \text{(IX. 95)}$$

получим, после преобразований уравнений (IX. 91) — (IX. 93) приближенное выражение, дающее зависимость положения переменного дросселя x от давления p_x в камере между постоянным и переменным дросселями, в виде

$$\frac{p_1^{\frac{n-1}{n}}}{p_a^{2(n-1)+\frac{1}{n}}}\, p_x^{\frac{2}{n}+n-1}\, \frac{2-\left(\frac{p_x}{p_1}\right)^{n-1}}{2\left(\frac{p_x}{p_1}\right)^{n-1}-1} = \frac{k}{f_1}\, x. \qquad \text{(IX. 96)}$$

Вычисленная по этому уравнению в качестве примера для одной из типовых конструкций пневматического усилителя статическая характеристика при $n=1{,}4$ (для сопел, соответствующих отношению коэффициентов расхода $\alpha_x/\alpha_1 = 1$) приведена на фиг. IX. 37 в виде кривой *1*.



Фиг. IX. 37. Статические характеристики однокаскадных пневматических усилителей типа сопло — заслонка:

p_x — переменное давление на выходе; x — перемещение заслонки.

Сравнивая кривую *1* с экспериментальными кривыми *2* и *3*, находим, что характеристики, рассчитанные по уравнению (IX. 96) примерно соответствуют экспериментальным характеристикам; поэтому для предварительных расчетов дроссельных усилителей любого типа вполне может быть использовано уравнение (IX. 96). При вычислении по этому уравнению зависимости $p_x(x)$ удобно пользоваться графиком степенной функции P_x^m, где $m > 0$.

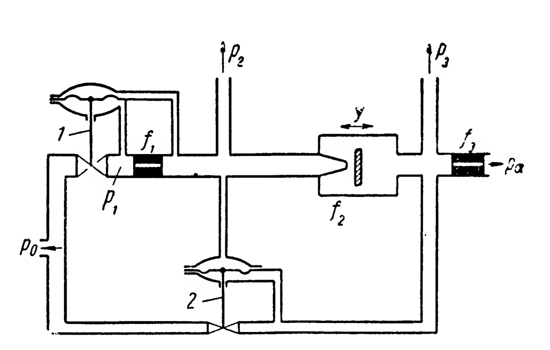
При учете переменных значений коэффициентов расхода α_1 и α_x и расчете размеров пневматических дроссельных усилителей, изображенных на фиг. IX. 35, можно воспользоваться некоторыми экспериментальными данными, приведенными в литературе.

Увеличение коэффициента усиления в пневматических усилителях типа сопло — заслонка, необходимое для повышения точности и быстродействия пневматических систем управления, может быть

частично достигнуто поддержанием постоянного перепада давлений на постоянном и переменном дросселях.

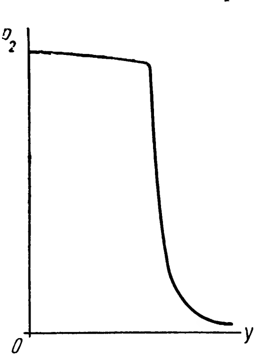
Соответствующим выбором параметров усилителя p_0 и f_3, обозначенных на схеме (фиг. IX. 38), при постоянных перепадах давления $\frac{p_2}{p_1}$ и $\frac{p_3}{p_2}$ можно увеличить, в известной степени, требуемую крутизну статической характеристики усилителя, приближая ее по форме к кривой, приведенной на фиг. IX. 39.

Расчет статических характеристик более сложных схем пневматических усилителей также можно выполнить на основании приве-



Фиг. IX. 38. Схема пневматического усилителя типа сопло — заслонка с постоянными перепадами давлений на постоянном и переменном дросселях:

1 и 2 — редукторы; f_1 — сечение постоянного дросселя; f_2 — сечение переменного дросселя; f_3 — выходной постоянный дроссель; p_0, p_1, p_2 и p_3 — давления газа; y — перемещение заслонки.



Фиг. IX. 39. Статическая характеристика пневматического усилителя типа сопло — заслонка с постоянными перепадами давлений на постоянном и переменном дросселях:

p_2 — выходное давление; y — перемещение заслонки.

денных уравнений с учетом экспериментальных зависимостей для коэффициентов истечения газа.

Усилие струи газа при истечении из сопла, действующее на иглу дросселя или заслонку, может быть определено на основании уравнений (IX. 7) — (IX. 8).

Сила статического давления S_1 при одном и том же давлении для гидравлического и пневматического усилителей одинакова.

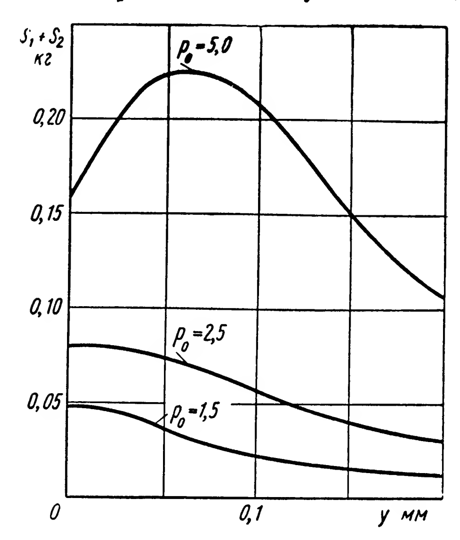
Сила гидродинамического давления струи, действующая на иглу дросселя или на заслонку в пневматическом усилителе, зависит от плотности и квадрата скорости газа.

На фиг. IX. 40 приведены кривые изменения суммарного усилия $S_1 + S_2$, т. е. сил статического и динамического воздействия на иглу дросселя или на заслонку для воздуха при сверхкритическом истечении из сопла [1].

---

[1] Размеры усилителя в данном случае были приняты те же, что и при расчете сил S_1 и S_2 для гидравлического усилителя типа сопло — заслонка.

Исходя из приведенных характеристик можно сделать заключение, что в пневматических дроссельных усилителях, так же как и в гидравлических, усилие, воздействующее на задающий орган (например, на иглу дросселя, заслонку и пр.), во много раз превышает усилие, характерное для струйных гидравлических и пневматических усилителей.

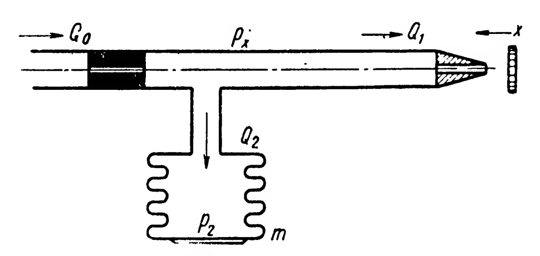


Фиг. IX. 40. Суммарное усилие на заслонку со стороны струи газа:

$S_1 + S_2$ — суммарное усилие в *кг* со стороны струи; y — перемещение заслонки в *мм*; p_0 — начальное давление газа в *кг/см²*.

Таким образом, дроссельные пневматические усилители, которые могут быть использованы в системах управления или регулирования с более чувствительными измерительными элементами, чем гидравлические, значительно уступают по чувствительности струйным усилителям (пневматическим и гидравлическим).

Динамические характеристики дроссельных пневматических усилителей. Динамические характеристики пневматических дроссельных усилителей несколько отличаются от характеристик гидравлических усилителей, что особенно ощутимо при использовании их в быстродействующих системах автоматического управления. Для составления уравнения динамики однока-



Фиг. IX. 41. Схема двухкаскадного пневматического усилителя типа сопло — заслонка:

Q_0 — расход газа через постоянный дроссель; Q_1 — расход через сопло; Q_2 — расход в камеру сильфона; p_x — переменное давление; p_2 — давление в сильфоне; m — перемещение дна сильфона; x — перемещение заслонки.

скадного усилителя рассмотрим зависимость между расходами газа в усилителе (фиг. IX. 41) для неустановившегося состояния

$$\Delta Q_0 - \Delta Q_1 - \Delta Q_2 = \frac{dG}{dt}, \qquad \text{(IX. 97)}$$

где $\dot{Q}_0$, $\dot{Q}_1$ и $\dot{Q}_2$ — весовые расходы газа через дроссель и сопло при перемещении сильфона;

G — весовое количество газа в камере.

Из характеристического уравнения для газа имеем

$$\frac{dG}{dt} = \frac{V}{RT} \cdot \frac{dp_x}{dt}; \qquad (IX.98)$$

здесь V — объем камеры между постоянным и переменным дросселями;

R — газовая постоянная;

T — абсолютная температура газа.

Учитывая сопротивление газа между постоянным дросселем и сильфоном, получим по Пуазейлю

$$p_x - p_2 = \frac{32\mu l}{d^2} \cdot \frac{F_э}{f} \cdot \frac{dm}{dt}, \qquad (IX.99)$$

где p_2 — давление газа в камере сильфона;

m — перемещение донышка сильфона при изменении давления p_2;

$F_э$ — эффективная площадь сильфона;

f — поперечное сечение канала, соединяющего обе камеры.

Для давления p_2 имеем

$$p_2 = \frac{mc}{F_э}; \qquad (IX.100)$$

здесь c — коэффициент жесткости сильфона.

В соответствии с характеристическим уравнением газа в камере сильфона можно написать:

$$\frac{dG_2}{dt} = \frac{V_2}{RT} \cdot \frac{dp_2}{dt}; \qquad (IX.101)$$

здесь V_2 — объем камеры сильфона;

G_2 — количество газа в камере.

Температуру газа в усилителе полагаем постоянной.

Изменение содержания газа в сильфоне будет

$$\Delta Q_2 - \frac{dm}{dt} \gamma F_э = \frac{dG_2}{dt}. \qquad (IX.102)$$

На основании уравнений (IX.97)—(IX.102) после некоторых преобразований получим уравнение динамики усилителя в виде

$$\left(T_2^2 s^2 + 2\zeta_2 T_2 s + 1\right) \mu = k_2 \sigma. \qquad (IX.103)$$

Входящие в это уравнение постоянная времени T_2 и коэффициенты ζ_2 и k_2 будут

$$T_2 = \sqrt{\frac{40{,}75\mu l_1 V_1 F_э^2}{RTd^4 \left[\left(\frac{\partial Q_0}{\partial p_x}\right)_0 + \left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_x}\right)\right] c}};$$

$$\zeta_2 = \frac{(V_1 + V_2)\frac{c}{F_э RT} + \gamma F_э + \frac{40{,}75\mu l F_э}{d^4}\left[\left(\frac{\partial Q_0}{\partial p_x}\right)_0 + \left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_x}\right)_0\right]}{2\sqrt{\frac{40{,}75\mu l F_э V_1}{d^4}\left[\left(\frac{\partial Q_0}{\partial p_x}\right)_0 + \left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_x}\right)_0\right]\frac{c}{F_э}}};$$

$$k_2 = \frac{\left(\frac{\partial Q_1}{\partial x}\right)_0 \frac{x_0}{m_0}}{\left[\left(\frac{\partial Q_0}{\partial p_x}\right)_0 + \left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_x}\right)_0\right]\frac{c}{F_э}}.$$

В реальных конструкциях пневматических усилителей, особенно для быстродействующих систем, постоянную времени T_2 следует выбирать малой (обычно 0,2—0,01 сек.). Коэффициент ζ_2 изменяется при этом в пределах 0,2—0,7.

Для двухкаскадного усилителя методика составления уравнения динамики та же. В многокаскадных пневматических усилителях промежуточные камеры значительно ухудшают фазовую характеристику и могут служить причиной неустойчивости системы.

Золотниковые усилители. Пневматические золотниковые усилители по устройству и принципу действия практически не отличаются от аналогичных гидравлических золотниковых усилителей, изображенных на фиг. IX. 10 и IX. 11.

Для расчета пневматических золотниковых усилителей может быть использована та же методика, что и для гидравлических золотниковых усилителей, с учетом изменений физических свойств рабочей среды.

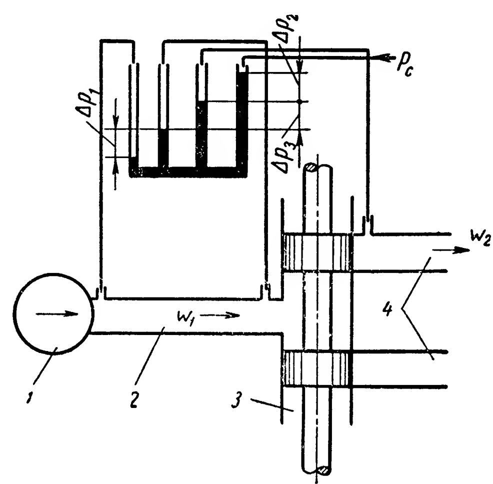
Золотниковые усилители применяются либо в виде однокаскадных или двухкаскадных золотников, либо в виде отслеживающего золотника в двухкаскадном струйном усилителе (см. фиг. IX. 31). Эти усилители отличаются простотой конструкции, имеют высокий коэффициент усиления по мощности и поэтому наиболее пригодны для быстродействующих систем автоматического управления и регулирования.

При расчете динамики пневматического золотникового усилителя, пренебрегая влиянием сжимаемости газа, можно использовать приведенные ранее уравнения движения для гидравлического золотникового усилителя. Поэтому передаточная функция усилителя будет аналогична выражению (IX. 86).

Пневматический золотниковый усилитель ввиду меньшей вязкости газа, как это видно из неравенства (IX. 81), имеет меньший запас устойчивости и, следовательно, бо́льшую склонность к автоколебаниям.

Статический расчет пневматического золотникового усилителя можно выполнить по методу, изложенному выше, применительно к гидравлическим золотниковым усилителям, если учесть физические свойства газа.

Рассмотрим простой метод расчета статической характеристики золотникового усилителя при докритическом перепаде давления на золотнике.



Фиг. IX. 42. Схема золотникового усилителя:

1 — источник давления; 2 — трубопровод к золотнику; 3 — золотник; 4 — трубопроводы к сервомотору; Δp_1 — перепад давления в трубопроводе; Δp_2 — перепад давления в трубопроводе к сервомотору; $\Delta p_з$ — перепад давления в золотнике; p_c — давление в сервомоторе; w_1 и w_2 — скорости в трубопроводах.

Считая, что на участках трубопроводов до и после золотника (фиг. IX. 42) перепады давления пропорциональны второй степени расхода газа, определим эквивалентное сечение f из выражения

$$f = \frac{Q}{w_2} = \frac{Q}{\sqrt{\frac{2}{\rho}\Delta p 10^4}}, \tag{IX. 104}$$

где

$$\Delta P = \Delta P_1 + \Delta P_2 = \left(\frac{\rho}{2}\right) w_2^2.$$

Учитывая, что скорости $w_з$ в окнах золотника соответствует скоростной напор $q_з = \left(\frac{\rho}{2}\right) w_з^2$ и полагая $\frac{f_з}{f} = m$, с учетом того, что $\frac{\Delta P}{q_з} = m^2$, найдем коэффициент сопротивления золотника:

$$\zeta_з = \frac{\Delta P_з}{q_з}. \tag{IX. 105}$$

Полный перепад давления в трубопроводах и золотнике будет

$$\sum \Delta P = q_з (m^2 + \zeta_з). \tag{IX. 106}$$

Отсюда получим выражение для определения расхода газа через золотник:

$$Q = f_з \sqrt{\frac{2\sum \Delta p 10^4}{\rho\,(m^2 + \zeta_з)}}. \qquad (IX.107)$$

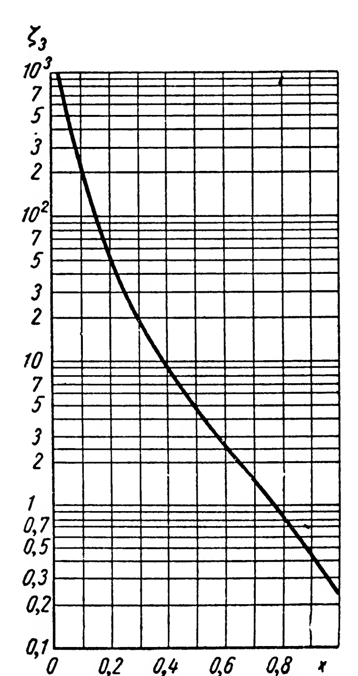


Соответственно получим

$$\frac{Q}{Q_{\max}} = \sqrt{\frac{m^2 + \zeta_{зо}}{m^2 + \zeta_з}}, \qquad (IX.108)$$

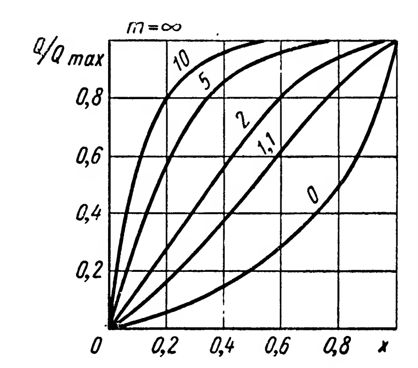
где $\zeta_{зо}$ — коэффициент сопротивления золотника при полном открытии его окон.

Экспериментально определенная зависимость коэффициента $\zeta_з$ одной



Фиг. IX. 43. Зависимость коэффициента сопротивления золотника $\zeta_з$ от перемещения золотника:

$\zeta_з$ — коэффициент сопротивления золотника; x — относительное перемещение золотника,



Фиг. IX. 44. Сгатические характеристики золотника:

$\frac{Q}{Q_{\max}}$ — относительный расход через золотник; x — перемещение золотника.

конструкции золотника от его перемещения x приведена на фиг. IX. 43, экспериментальные статические характеристики показаны на фиг. IX. 44.

4. СТРУЙНЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Схемы струйных пневматических усилителей, работающих на сжатом газе, практически не отличаются от схем гидравлических струйных усилителей, изображенных на фиг. IX. 23. Однако характеристики и методика их расчета существенно отличаются от приведенных выше для гидравлических усилителей.

Уравнение статики пневматического струйного усилителя (фиг. IX. 45) можно получить исходя из следующих соображений.

Давление газа в плоскости входного отверстия приемного канала при свободно вытекающей струе его из насадка струйной трубки будет

$$p_1 = \rho_1 \frac{Q_1}{f} w_1 \sin\alpha = \rho_1 w_1^2; \qquad \text{(IX. 109)}$$

здесь p_1 — давление газа в $кг/м^2$;
Q_1 — расход газа в $м^3/сек$;
ρ_1 — плотность газа в $кг\ сек^2/м^4$;
w_1 — скорость истечения газа в $м/сек$;
α — угол между осями струйной трубки и приемного канала в град.

Зная давление p_1 на входе в приемный канал и пренебрегая сопротивлением трубопровода, найдем на основании уравнения Бернулли давление газа на входе в цилиндр сервомотора:

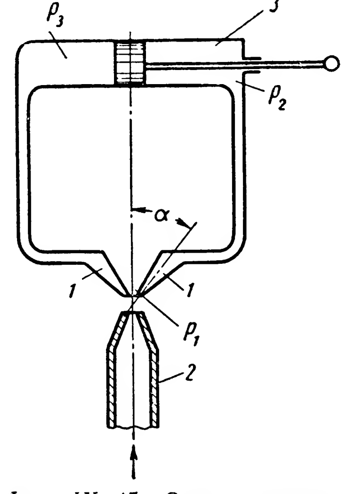
$$p_2 = p_1 + \frac{\gamma_1}{2g}\left(w_1^2 - w_2^2\right). \qquad \text{(IX. 110)}$$

Перепад давления газа на поршне сервомотора будет

$$\Delta p_n = p_2 - p_3. \qquad \text{(IX. 111)}$$

Пренебрегая далее малой величиной $\sin\alpha$ и сопротивлением диффузора, можно приближенно для отличных от нуля отклонений струйной трубки записать:

$$p_3 = \frac{\gamma_1}{2g} w_1^2. \qquad \text{(IX. 112)}$$



Фиг. IX. 45. Схема пневматического струйного усилителя:

1 — приемные каналы; *2* — струйная трубка; *3* — сервомотор; p_1 — давление на входе в приемный канал; p_2 и p_3 — давления в сервомоторе.

Подставляя в уравнение (IX. 111) значения p_2 из уравнения (IX. 110) и p_3 из уравнения (IX. 112), получим без учета сжатия газа в сервомоторе

$$\Delta p_n = p_1 + \frac{\gamma_1}{2g}\left(w_1^2 - w_2^2\right) - \frac{\gamma_1}{2g} w_1^2 \qquad \text{(IX. 113)}$$

или, пренебрегая значением скорости w_2, по сравнению с w_1, получим

$$\Delta p_n \approx \rho_1 w_1^2. \qquad \text{(IX. 114)}$$

При сужающемся коническом или цилиндрическом насадке струйной трубки максимально достижимая скорость газа на выходе струйной трубки не может превысить скорости звука при данных условиях. Поэтому максимально возможный перепад давления, действующий на поршень сервомотора в установившемся состоянии, при адиабатическом процессе может быть определен следующим образом.

Запишем на основании полного уравнения Бернулли:

$$wdw + \frac{dp}{\rho} = 0. \qquad (IX.115)$$

Предполагая, что скорости и давления по сечениям постоянны, после интегрирования для адиабатического процесса в струйной трубке получим

$$\frac{1}{2}\left(w_1^2 - w_0^2\right) = \frac{k}{k-1}\cdot\frac{p_0}{\rho_0}\left[1 - \left(\frac{p_1}{p_0}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]. \qquad (IX.116)$$

Максимальная скорость на выходе струйной трубки, на основании формулы Лапласа,

$$w_{1\max} = a = \sqrt{k\frac{p_1}{\rho_1}}. \qquad (IX.117)$$

С учетом соотношения

$$\frac{p_0}{\rho_0^k} = \frac{p_1}{\rho_1^k} = \text{const} \qquad (IX.118)$$

из уравнений (IX.115) и (IX.116) найдем

$$\left(\frac{p_1}{p_0}\right)_{кр} = \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k}{k-1}}\left[1 + \frac{k-1}{k}\,\frac{\frac{1}{2}\rho_0 w_0^2}{p_0}\right]^{\frac{k}{k-1}}. \qquad (IX.119)$$

По уравнению Бернулли можно записать:

$$p_0 = p_1 + \xi\left(\frac{1}{2}\rho_1 w_1^2\right)_{\max}, \qquad (IX.120)$$

здесь ξ — коэффициент, учитывающий потери в струйной трубке.

С учетом уравнения (IX.120) из уравнения (IX.119) получим

$$(\Delta p_n)_{\max} = \frac{2p_0}{\xi}\left[1 - \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k}{k-1}}\left(1 + \frac{k-1}{k}\,\frac{\frac{1}{2}\rho_0 w_0^2}{p_0}\right)^{\frac{k}{k-1}}\right]. \qquad (IX.121)$$

Пренебрегая значением входной скорости w_0 для одного приемного канала, получим

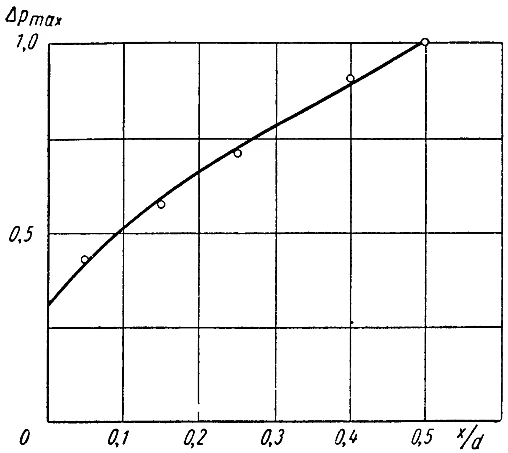
$$(\Delta p_n)_{\max} = \frac{2p_0}{\xi}\left[1 - \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k}{k-1}}\right]. \qquad (IX.122)$$

Для определения статической характеристики пневматического струйного усилителя воспользуемся уравнением (IX.122), соотношением (IX.119) и графиком (фиг. IX.26) перекрытия приемных отверстий струйной трубкой.

Учитывая, что формула (IX.122) дает максимальные значения перепада, используемого в сервомоторе, построим (при условии отсутствия перемычки между приемными отверстиями) графическую

зависимость изменения перепада давления от положения струйной трубки (фиг. IX. 46).

Из соотношения (IX. 117) следует, что достижимая максимальная скорость на выходе струйной трубки $w_{1\,max}$ при постоянстве температуры газа является также постоянной.



Фиг. IX. 46. Характеристика изменения перепада давления на выходе усилителя в зависимости от отклонения струйной трубки от ее среднего положения:

Δp — относительный перепад давления; $\frac{x}{d}$ — отношение отклонения конца струйной трубки к диаметру ее насадка.

На основании уравнений (IX. 117) и (IX. 120) для определения требуемого начального давления получим

$$p_0 = a^2 \frac{\rho_1^k}{k}\left(1 + \frac{k\xi}{2}\right). \qquad \text{(IX. 123)}$$

Исходя из уравнений (IX. 122) и (IX. 123), найдем выражение для максимального возможного перепада давления, который может быть использован в сервомоторе, в виде

$$(\Delta p_n)_{max} = a^2 \rho_1^k \left(1 + \frac{2}{\xi k}\right)\left[1 - \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k}{k-1}}\right]. \qquad \text{(IX. 124)}$$

Если истечение газа из струйной трубки происходит в среду с постоянным давлением, то ρ_1 в уравнении (IX. 124) является постоянным. На основании этого уравнения получим расчетные формулы для определения максимально возможного перестановочного усилия S, снимаемого с сервомотора в системе со струйным однокаскадным усилителем:

для поршневого сервомотора

$$S_n = 0{,}785 a^2 \rho_1^k \left(1 + \frac{2}{\xi k}\right)\left[1 - \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k}{k-1}}\right] D^2, \qquad \text{(IX. 125)}$$

где D — внутренний диаметр цилиндра сервомотора;

для лопастного сервомотора

$$S_л = 0{,}5a^2 \rho_1^k \left(1 + \frac{2}{\xi k}\right) \left[1 - \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k}{k-1}}\right] (R_2^2 - R_1^2)\, h, \qquad (IX.\,126)$$

где R_1 и R_2 — соответственно внутренний и внешний радиусы лопатки;

h — ширина лопатки.

На основании формул (IX. 125) или (IX. 126), если известно требуемое перестановочное усилие, которое должен развивать сервомотор, может быть определено необходимое давление p_1 струи газа на выходе струйной трубки.

Начальное давление p_0, с которым газ подводится к струйной трубке, можно определить по выражению (IX. 120).

Входящий в эти формулы коэффициент ξ учитывает все сопротивления, возникающие при движении газа по струйной трубке и на выходе из нее.

Сопротивления трубопроводов, соединяющих струйный усилитель с сервомотором, следует учитывать отдельно, при расчете всей системы управления.

Коэффициент сопротивления струйного усилителя можно определить по формуле, полученной на основании известных из гидродинамики положений:

$$\Delta p_c = 9{,}4 \frac{l w_0^{1,852}}{d^{1,296}} \gamma_0^{0,852} + \sum \zeta \frac{w_0^2}{2g} \gamma_0; \qquad (IX.\,127)$$

здесь Δp_c — потеря давления в струйной трубке в *кг/см*²;

w_0 — скорость газа на входе в струйную трубку в *м/сек*;

d — внутренний диаметр канала струйной трубки в *м*;

γ_0 — удельный вес газа в *кг/см*³;

g — ускорение силы тяжести в *м/сек*²;

l — длина канала струйной трубки в *м*.

Принимая приближенно, что потеря давления пропорциональна квадрату скорости и первой степени плотности газа, уравнение (IX. 127) можно заменить более удобной для практических расчетов формулой для $l = 1$:

$$\Delta p_c = \frac{1}{2} \rho_0 w_0^2 \xi_1. \qquad (IX.\,128)$$

Сравнивая формулы (IX. 120) и (IX. 128), находим связь между коэффициентами потерь ξ и ξ_1:

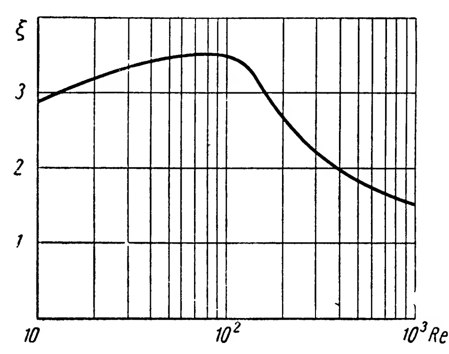
$$\xi_1 = \frac{\rho_1 w_1^2}{\rho_0 w_0^2} \xi. \qquad (IX.\,129)$$

Средние значения коэффициента ξ для струйных трубок при $\frac{l}{d} = 20$ в зависимости от числа Рейнольдса приведены на фиг. IX. 47. При этом значения коэффициента сопротивлений для низких чисел Re

были получены приближенно на основании известных данных для трубок типа Вентури, а для более высоких значений — по экспериментальным данным.

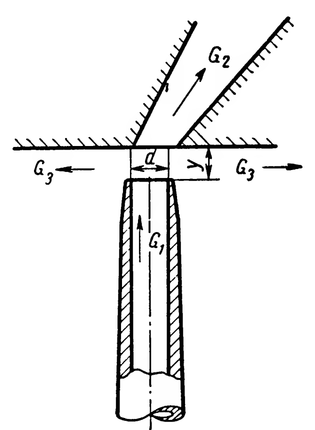
При конструировании пневматических струйных усилителей большое значение имеет правильный выбор оптимального зазора между торцовым срезом струйной трубки и входными отверстиями приемника давления.

Вследствие меньшей плотности газа струя на выходе из насадка пневматической струйной трубки (по сравнению с гидравлическими струйными усилителями) быстро теряет свою энергию. Поэтому зазор следует выбирать по возможности меньшим. Для увеличения мощности управляемого сервомотора можно повысить давление воздуха на входе усилителя.



Фиг. IX. 47. Коэффициент сопротивления струйной трубки в зависимости от числа Рейнольдса:

ξ—коэффициент сопротивления; Re—число Рейнольдса.



Фиг. IX. 48. Схема распределения расходов газа на выходе из струйной трубки:

d — диаметр струи; G_1 — расход из струйной трубки; G_2 — расход через приемник давления; G_3 — утечка в окружающую среду; y — зазор между струйной трубкой и приемником давления.

Для определения требуемого зазора между струйной трубкой и приемником давления можно воспользоваться уравнением расхода газа через струйную трубку и приемник давления, а также расхода газа в окружающую среду. В соответствии с фиг. IX. 48 имеем

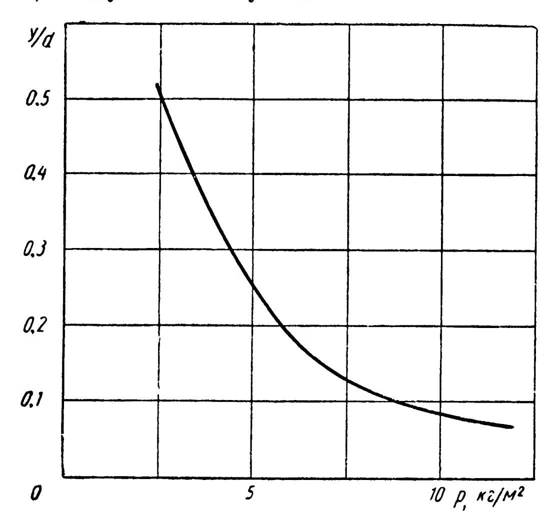
$$G_1 = G_2 + G_3. \quad \text{(IX. 130)}$$

Определяя соответственно G_1, G_2 и G_3 и пренебрегая сжимаемостью газа, получим для неустановившегося состояния

$$\gamma w_1 f_1 = \alpha_2 f_2 \gamma \sqrt{\frac{2g}{\gamma} P_1} + \gamma F \frac{dm}{dt}; \quad \text{(IX. 131)}$$

здесь f_1 — выходное сечение струйной трубки;
f_2 — боковая площадь цилиндра;
F — площадь поршня сервомотора;
α_2 — коэффициент расхода;
m — перемещение сервомотора.

Для определения оптимального значения расстояния y в зависимости от давления в струе на выходе струйной трубки примем, что скорость струи на выходе равна скорости звука. Затем из уравнения (IX. 131) получим для установившегося состояния системы



Фиг. IX. 49. Зависимость изменения величины зазора от давления на выходе струйной трубки при неподвижном поршне сервомотора:

$\frac{y}{d}$ — отношение величины зазора к диаметру насадка струйной трубки; p — давление на выходе из струйной трубки.

при адиабатическом расширении газа и при работе струйного усилителя в окружающем пространстве с атмосферным давлением

$$\frac{y}{d} = 2p_1^{-\frac{1}{k}}; \qquad \text{(IX. 132)}$$

здесь d — диаметр на выходе струйной трубки в $м$;

y — расстояние между торцом струйной трубки и входными отверстиями приемника давления в $м$.

Зависимость $\frac{y}{d}$ от p_1 приведена для одной из конструкций струйного усилителя на фиг. IX. 49 при $\gamma = 1$.

Для неустановившегося состояния системы

$$\left(\frac{D^2}{d^2}\cdot\frac{dm}{dt}\right)^2 \frac{d^2}{2y^2} + 0{,}0875\frac{d^2}{y^2}\, p_1^{\frac{k-1}{k}} = p_1^{\frac{k+1}{k}}, \qquad \text{(IX. 133)}$$

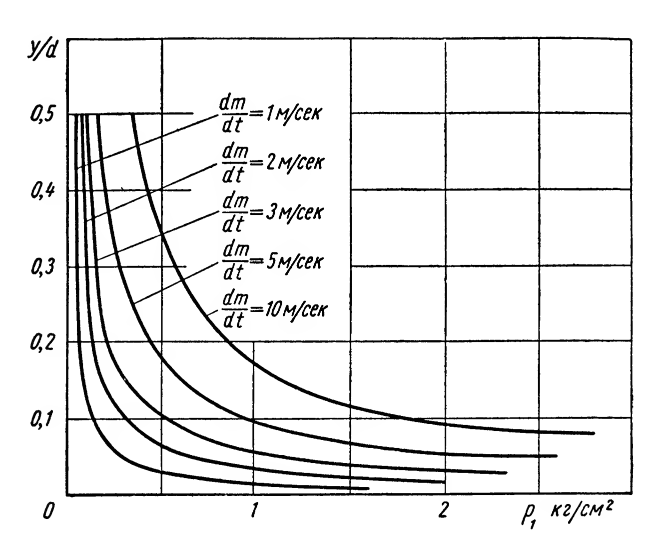
где D — диаметр поршня сервомотора;

$\frac{dm}{dt}$ — скорость перемещения поршня сервомотора.

Зависимость $\frac{y}{d} = \psi\left(D, \frac{dm}{dt}, p_1\right)$ представлена для той же конструкции на фиг. IX. 50.

Приведенные зависимости были получены без нагрузки на сервомоторе.

При неподвижном сервомоторе, а также при малой скорости его выбор расстояния между срезом струйной трубки и приемником давления не имеет того значения, которое он приобретает при увеличении быстродействия системы, связанном с повышением давления p_1 в струе на выходе струйной трубки. Выбор расстояния y



Фиг. IX. 50. Зависимость изменения величины зазора от давления на выходе струйной трубки в зависимости от скорости перемещения поршня сервомотора:

$\frac{y}{d}$ — отношение величины зазора к диаметру насадка струйной трубки; p_1 — давление на выходе струйной трубки; $\frac{dm}{dt}$ — скорость перемещения поршня сервомотора.

должен производиться не только с учетом быстродействия системы, но также с учетом повышения ее экономичности.

Расход газа через струйную трубку может быть приближенно определен из размеров сервомотора и требуемого времени его перекладки, т. е.

$$Q = \frac{FH}{T}; \qquad \text{(IX. 134)}$$

здесь Q — расход газа;

F, H — соответственно площадь и полное перемещение поршня сервомотора;

T — время полной перекладки сервомотора.

Исходя из найденного расхода газа и значения скорости истечения его из струйной трубки определяем диаметр выхода канала струйной трубки.

Из условия неразрывности потока с учетом уравнения (IX. 119) получим сечение канала струйной трубки:

$$f_0 = f_1 \sqrt[4]{\xi \frac{\rho_1}{\rho_0} \cdot \frac{w_1^2}{w_2^2} + 1}; \qquad \text{(IX. 135)}$$

здесь f_0 — внутреннее сечение канала струйной трубки;

f_1 — выходное внутреннее сечение насадка струйной трубки.

При конструировании струйных усилителей и сопряженных с ними элементов необходимо учитывать возможность возникновения автоколебаний, причиной которых могут явиться колебания давления в потоке газа при прохождении его через струйную трубку.

Если обозначить через l длину канала струйной трубки, а через w и a — соответственно скорость газа в канале и скорость звука в газе при данных условиях истечения, то период основной составляющей колебаний будет

$$T_к = \frac{2la}{a^2 + w^2}. \qquad \text{(IX. 136)}$$

Чтобы избежать явления резонанса, следует выбирать постоянную времени T_1 струйного усилителя либо значительно больше периода колебаний $T_к$, либо значительно меньше $T_к$.

Для определения входного диаметра каналов в приемнике давления следует учитывать величину зазора между торцом струйной трубки и приемником давления, а также форму струи на выходе из струйной трубки. Обычно струя имеет форму расширяющегося конуса.

Уравнение свободной турбулентной струи в сжимаемой среде имеет вид

$$\rho u \frac{\partial u}{\partial x} + \rho w \frac{\partial u}{\partial y} = 2l^2 \frac{\partial u}{\partial y} \cdot \frac{\partial}{\partial y}\left[\rho \frac{\partial u}{\partial y}\right], \qquad \text{(IX. 137)}$$

где $2l$ — значение пути смещения по Прандтлю;

u, w — мгновенные величины компонентов скорости;

ρ — мгновенное значение величины плотности.

Можно показать, что изменение ширины свободной струи происходит по закону $\frac{db}{dt} = \text{const}$.

Так как эффект сжимаемости мало влияет на форму струи при ее скоростях, соответствующих $M < 1$, то для определения ее формы можно воспользоваться данными, полученными Тольминым.

Вычисляя в соответствии с этими данными угол конусности струи, вытекающей из цилиндрического насадка струйной трубки, найдем, что этот угол составляет немногим более 3°, что подтверждается многими экспериментами.

Таким образом, входной диаметр каналов приемника давления будет

$$d_2 = d_1 + 2y \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2}; \qquad \text{(IX. 138)}$$

здесь d_1 — выходной диаметр канала насадка струйной трубки;
d_2 — входной диаметр канала приемника давления;
y — зазор между торцом струйной трубки и приемником давления;
φ — угол конусности струи газа.

Увеличивать входной диаметр канала приемника давления более чем на 0,1 *мм* против диаметра насадка струйной трубки не следует, так как при большем диаметре канала приемника давления будет наблюдаться дополнительный подсос газа из окружающей среды.

Этот подсос понижает работоспособность системы вследствие уменьшения скорости, с которой струя поступает в приемник давления (работа струи пропорциональна квадрату скорости и первой степени массы перемещаемого газа).

Таким образом, конструкции струйных усилителей, работающие с подсосом, имеют тем меньший коэффициент полезного действия, чем большее количество газа подсасывается струей при входе в приемник давления.

Двухкаскадные пневматические струйные усилители состоят из тех же элементов, что и аналогичные гидравлические усилители.

Расчет статики этих усилителей также ничем не отличается от гидравлических, кроме значений физических констант, соответствующих пневматическим усилителям.

Динамика струйных пневматических усилителей. В качестве уравнения движения однокаскадного пневматического струйного усилителя можно принять соответствующее уравнение движения, полученное для аналогичного гидравлического усилителя:

$$\left(T_1^2 s + 2\zeta_1 T_1 s + 1\right)\sigma = \varkappa_1 \eta. \qquad \text{(IX. 139)}$$

Постоянная времени $T_1 = \sqrt{\frac{M_{mp}}{c}}$ в данном случае определяется с учетом массы струйной трубки, заполненной газом. Другие постоянные — коэффициент усиления $\varkappa_1$ и коэффициент демпфирования ζ_1 — определяются с учетом значений входящих в них величин. соответствующих физическим константам газа, на котором работает струйный усилитель.

Частотные характеристики однокаскадного пневматического усилителя лишь незначительно отличаются от соответствующих характеристик аналогичных гидравлических усилителей, поэтому они здесь не приводятся.

Для выяснения влияния параметров двухкаскадного пневматического струйного усилителя на его переходный процесс составим в линейном приближении уравнения его движения по схеме, приведенной на фиг. IX. 31.

С учетом сил трения, пропорциональных скорости движения золотника, будем иметь

$$M\frac{d^2z}{dt^2} + \frac{32\mu l F_з}{D_з^2}\cdot\frac{dz}{dt} = \left(p_1'' - p_2''\right)F_з; \qquad \text{(IX. 140)}$$

здесь M — масса золотника;
z — перемещение золотника;
μ — абсолютная вязкость газа;
l — длина боковой поверхности поясков золотника;
$F_з$ — торцовая поверхность золотника;
$D_з$ — диаметр золотника;
$p_1'' - p_2''$ — разность давлений газа, действующая на золотник.

Потеря давления в каналах золотника будет

$$p_1 - p_1' = \frac{32\mu l_1 w}{d_m^2};$$

$$p_2' - p_2 = \frac{32\mu l_2 w}{d_m^2}, \qquad (IX.141)$$

где l_1 и l_2 — соответственно длины каналов;
d_m — диаметр канала;
w — скорость газа в канале.

Перепад давления газа, возникающий во входных сечениях каналов приемника давления, зависит от взаимного положения струйной трубки и отслеживающего золотника:

$$p_1 - p_2 = k_2 (x - z), \qquad (IX.142)$$

где x — перемещение струйной трубки;
k_2 — коэффициент усиления.

Для уравнения расходов газов в камерах золотника, на основании характеристического уравнения газа с учетом изменения объема камер получим

$$\left.\begin{aligned} \Delta Q_1 - \Delta Q_2 &= \frac{V_0}{RT}\cdot\frac{dp_1''}{dt} + \frac{p_{10}''}{RT}F_з\frac{dz}{dt}, \\ -(\Delta Q_3 - \Delta Q_4) &= \frac{V_0}{RT}\frac{dp_2''}{dt} + \frac{p_{20}''}{RT}F_з\frac{dz}{dt}. \end{aligned}\right\} \qquad (IX.143)$$

При этом уравнения расходов газа будут

$$\left.\begin{aligned} \Delta Q_1 &= \left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1'}\right)_0 \Delta p_1' - \left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1''}\right)_0 \Delta p_1''; \\ \Delta Q_2 &= \Delta Q_3 = F_з\frac{dz}{dt}; \\ \Delta Q_4 &= \left(\frac{\partial Q_4}{\partial p_2''}\right)_0 \Delta p_2'' - \left(\frac{\partial Q_4}{\partial p_2'}\right)_0 \Delta p_2'. \end{aligned}\right\} \qquad (IX.144)$$

Аналогично гидравлическому двухкаскадному усилителю сила реакции струи рабочего газа, воздействующая на золотник, будет

$$R_{зз} = \left[2\alpha\varphi b\Delta P_0 z + \alpha b\sqrt{2\rho\Delta P_0}\,\frac{dz}{dt}\right]\cos\beta. \qquad (IX.145)$$

Сложив почленно каждое из двух уравнений (IX. 141) и (IX. 143) с учетом уравнений (IX. 140) и (IX. 142) после преобразований,

получим уравнение движения отслеживающего золотника струйного пневматического двухкаскадного усилителя в виде

$$(T_{з1}s^3 + T_{з2}s^2 + T_{з3}s + 1)\,\varepsilon = \varkappa_з \sigma. \qquad \text{(IX. 146)}$$

Передаточная функция золотника будет равна

$$KW(s) = \frac{\varkappa_з}{T_{з1}s^3 + T_{з2}s^2 + T_{з3}s + 1}. \qquad \text{(IX. 147)}$$

Постоянные времени золотника $T_{з1}$, $T_{з2}$, $T_{з3}$ и коэффициент усиления $\varkappa_з$ будут

$$T_{з1} = \frac{V_0 M}{RTF_з\left[2\alpha\varphi b\Delta P_0 \cos\beta + k_2\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1'}\right)_0\right]};$$

$$T_{з2} = \frac{\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1''}\right)_0 \frac{M}{F_з}}{2\alpha\varphi b\Delta P_0 \cos\beta + k_2\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1'}\right)_0};$$

$$T_{з3} = \frac{32\mu\left[\frac{(l_1 + l_2)}{d_m^4} D_з^2 + 0{,}785 z_0\right] + \alpha b\sqrt{2\rho\Delta P_0}\, z_0 \cos\beta}{2\alpha\varphi b\Delta P_0 \cos\beta + k_2\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1'}\right)_0};$$

$$\varkappa_з = \frac{k_2\left(\frac{\partial Q_1'}{\partial p_1'}\right)_0 x_0}{\left[2\alpha\varphi b\Delta P_0 \cos\beta + k_2\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1'}\right)_0\right] z_0}.$$

Условие устойчивости свободного движения отслеживающего золотника пневматического струйного усилителя будет при $\rho \approx \text{const}$.

$$\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1''}\right)_0 \left\{32\mu\left[\frac{(l_1+l_2)}{d_m^4} D_з^2 + 0{,}785 z_0\right] + \alpha b\sqrt{2\rho\Delta P_0}\, z_0 \cos\beta\right\} >$$

$$> \frac{V_0}{RT}\left[2\alpha\varphi b\Delta P_0 \cos\beta + k_2\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1'}\right)_0\right]. \qquad \text{(IX. 148)}$$

Сравнивая это неравенство с неравенством (IX. 81) для гидравлических струйных усилителей, устанавливаем, что устойчивость пневматического золотника может быть обеспечена главным образом уменьшением объема V_0 его рабочих камер и правильным выбором коэффициента усиления струйной трубки.

Вязкость газа ввиду ее малой величины не оказывает никакого влияния на устойчивость. Запас устойчивости, как видно из этого неравенства, может быть повышен путем увеличения длин каналов золотника и особенно путем уменьшения их диаметра d_m, что, однако, понижает быстродействие системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дмитриев В. Н., Расчет статической характеристики пневматического реле, А и Т, т. XVII, № 9, 1956.
2. Залманзон Л. А., Графики для определения параметров установившегося истечения воздуха через системы калиброванных отверстий в пневматических регуляторах, А и Т, т. XIII № 2, 1952.
3. Литвин-Седой М. З., Гидравлический привод в системах автоматики, Машгиз, 1956.
4. Попов С. Г., Измерение воздушных потоков, Гостехиздат, 1947.
5. Сушков В. В., Техническая термодинамика, Госэнергоиздат, 1953.
6. Тумаркин М. Б., Выбор параметров пневматических датчиков следящих систем, «Вестник машиностроения», т. XII, № 12, 1955.
7. Шашков А. Г., Теория управляющего устройства типа сопло — заслонка, работающего на масле, А и Т, т. XVII, № 11, 1956.
8. Хохлов В. А., Расчет и анализ динамики дроссельных гидроусилителей, А и Т № 10, 1956.
9. Ahrendt William. R., Servomechanism Practice, New York, 1954.
10. Kiel G., Die obere Messbereichgrenze von Staudüsen, «Luftfahrtforschung», № 3, 1936.
11. Durand W. F, Aerodynamic Theory, vol. III, Berlin, J. Springer, 1935.
12. Shih-Jing Lee and Blackburn I. F., Contributions to hydraulic control, «Transactions of the ASME», v. 74, 1952.
13. Tollmien N., Berechnung turbulenter Ausbreitungsvorgänge, ZAMM, Band 6, Heft 6, 1926.
14. Freeman, «Trans. ASCE», 21, 303, 1889 и 24, 492, 1891.
15. Voborský Z., Pnevmatický dálkový přenos měřených veličin, «Strojirenstvo», 27, Leden, 1957.

РАЗДЕЛ III
ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Исполнительные элементы представляют собой конечные звенья регуляторов или следящих систем и служат для получения регулирующего воздействия, прикладываемого к объекту регулирования.

Можно считать, что исполнительные элементы состоят из трех основных частей: сервомотора, источника питания и нагрузки. В зависимости от вида сервомотора, они разделяются на электрические исполнительные элементы (с двигателями постоянного тока, с двигателями переменного тока, с электромагнитными муфтами), гидравлические и пневматические исполнительные элементы.

Для управления исполнительным элементом обычно применяется тот или иной усилитель мощности. Сложное устройство, состоящее из исполнительного элемента, схемы управления им, включая усилитель и необходимые обратные связи, называется исполнительным механизмом или сервомеханизмом.

ГЛАВА X

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ДВИГАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Во многих системах автоматического регулирования и следящих приводах применяются в качестве исполнительных элементов силовой части электроприводы главным образом постоянного тока.

Электропривод постоянного тока имеет преимущества перед другими типами электрических приводов по ширине диапазона плавного регулирования скорости при относительно небольших потерях энергии и благоприятных моментных характеристиках. Благодаря этим свойствам он широко применяется в тех промышленных и специальных объектах, где требуется широкий диапазон плавного изменения скорости и где нагрузка имеет ударный или толчкообразный характер.

Диапазон мощностей, на которые в настоящее время строятся электроприводы постоянного тока, очень велик (от малых долей киловатта — приборные приводы — до десятков тысяч киловатт — приводы прокатных станов).

В процессе работы скорость двигателя находится в непрерывном изменении. Очевидно, исполнительные двигатели в этом случае должны обладать такими характеристиками, которые допускали бы возможность регулирования скорости в достаточно широких пределах. Регулирование скорости может осуществляться различными способами, применение и оценка которых зависит от таких показателей, как отношение максимальной скорости к минимальной при постоянном значении вращающего момента, плавность регулирования, экономичность регулирования, быстродействие.

В соответствии с двумя основными способами регулирования скорости существует два основных типа исполнительных элементов с двигателями постоянного тока: элементы с нерегулируемым возбуждением и управляемым напряжением, подводимым к якорю, и элементы с управляемым возбуждением и нерегулируемым постоянным напряжением в цепи якоря.

Второй способ регулирования прост в осуществлении, но имеет крупные недостатки. При этом способе регулирования получить отношение максимальной скорости к минимальной больше 3—4 не

удается, что ограничивает диапазон изменения скорости. Кроме того, способ регулирования изменением тока возбуждения создает условия, при которых быстродействие привода снижается, в особенности при малых токах возбуждения. По этим причинам регулирование скорости двигателя изменением потока возбуждения в следящих приводах получило значительно меньшее распространение по сравнению со способом регулирования скорости изменением напряжения на якоре.

В зависимости от схемы управления исполнительные механизмы с двигателями постоянного тока подразделяются на: 1) собранные по схеме генератор — двигатель (привод Леонарда); 2) с электромашинными усилителями (амплидинный привод); 3) с тиратронными усилителями (тиратронный привод); 4) с магнитными усилителями; 5) с ламповыми усилителями.

Рассмотрим вначале исполнительные элементы и механизмы с нерегулируемыми возбуждением и управляемым напряжением, подводимым к якорю.

В исполнительных элементах первого из перечисленных выше пяти типов в качестве источников питания для исполнительного двигателя применяются генераторы постоянного тока с независимым возбуждением. В этом случае обмотка возбуждения генератора рассматривается как управляющее устройство, регулирующее напряжение, снимаемое с якоря генератора, вращающегося с постоянной скоростью. В некоторых случаях мощность генератора составляет несколько десятков киловатт и обмотка возбуждения генератора питается от второго генератора меньшей мощности, называемого возбудителем. При таком каскадном включении генераторов входным управляющим звеном является обмотка возбуждения возбудителя.

Часто в качестве регулируемых источников энергии для исполнительных двигателей или в качестве возбудителей для мощных генераторов применяются специальные машины с высоким коэффициентом усиления по мощности, к которым относятся электромашинные усилители (ЭМУ). Эти усилители можно рассматривать как два генератора постоянного тока, работающие каскадно и конструктивно, совмещенные в одну машину с одним коллектором.

К преимуществам ЭМУ относятся малая постоянная времени и высокий коэффициент усиления мощности по сравнению с обычными генераторами постоянного тока, благодаря чему они широко применяются в системах автоматического регулирования, где для управления обмотками возбуждения используются маломощные устройства в виде электронных усилителей.

Технические условия на машины постоянного тока. Всякая электрическая машина общего назначения, изготовляемая отечественной промышленностью, должна удовлетворять государственному стандарту (ГОСТ 183-55). Этот ГОСТ определяет: режимы работы; номинальные величины выходных параметров машин (мощность, напряжение, скорость и т. п.); методы определения температур отдельных частей машины и предельные значения перегрузочных моментов,

токов, перегревов, скоростей, прочности изоляции и коммутации (степени искрения); правила проверки коммутации и допуски на выходные и внутренние параметры машины, а также программу типовых и контрольных испытаний. Кроме основного стандарта, на электрические машины специального назначения выпускаются специальные стандарты. В наибольшей мере соответствует двигателям постоянного тока, работающим в следящих системах Государственный общесоюзный стандарт на электродвигатели постоянного тока крановые, подъемно-транспортные и металлургические (ГОСТ 184-53). Этот стандарт распространяется на электродвигатели постоянного тока, предназначенные для работы в закрытом помещении, на открытом воздухе и в среде с токопроводящей пылью.

В зависимости от области применения на электрические машины выпускаются каталоги, в которых в соответствии с требованиями ГОСТа приведены необходимые данные о рассматриваемых в них электрических машинах, об окружающей среде, о режиме работы, номинальных значениях мощности, напряжения, тока, скорости, о типе возбуждения, размерах и весе. Кроме того, для генераторов приведены данные о пределах регулирования возбуждения и о потребляемой мощности, а для двигателей — о пределах регулирования скорости, максимально допустимой скорости, о маховом моменте и относительной продолжительности включения (ПВ в процентах).

При проектировании силовых электроприводов для систем автоматического регулирования необходимо руководствоваться указаниями ГОСТа, чтобы привод мог надежно работать без снижения долговечности, гарантируемой заводом-изготовителем электрических машин. Наиболее существенными являются требования к перегреву и к перегрузкам. Если измерять температуру методом сопротивления обмотки, то перегрев вычисляется по формуле

$$\theta = \frac{R_2 - R_1}{R_1}(235 + \vartheta_1) + \vartheta_1 - \vartheta_в,$$

где R_2 — сопротивление обмотки в нагретом состоянии;

R_1 — сопротивление обмотки в холодном состоянии;

ϑ_1 — температура обмотки в холодном состоянии;

$\vartheta_в$ — температура охлаждающего воздуха.

Если обозначить температуру обмотки в нагретом состоянии через ϑ_2, то можно также пользоваться формулами

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{\vartheta_2 + 235}{\vartheta_1 + 235},$$

$$\theta = \vartheta_2 - \vartheta_в.$$

При таком методе определения температуры допускаются перегревы:

а) для обмоток изоляции класса А (хлопчатобумажный или другой органический материал) до 65°;

б) для обмоток изоляции класса В (слюда, асбест с вяжущими веществами) — до 85°;

в) для обмоток изоляции класса С (слюда, стеклянная пряжа без вяжущих веществ) предел не устанавливается.

В последнем случае температура лимитируется допустимым нагревом подшипников, который (по ГОСТу 183-53) не должен превышать 80° для подшипников скольжения и 95° для подшипников качения.

Вторым важным требованием является ограничение максимальных скоростей электродвигателей.

По ГОСТу 184-53 максимальная скорость двигателей не должна превышать трехкратной величины по отношению к номинальному значению для двигателей в диапазоне мощностей 4,5 — 300 *квт* при диапазоне номинальной скорости 1100—450 об/мин и двухкратной величины при диапазоне номинальной скорости 1525—950 об/мин.

Таблица X. 1

Отношение максимального момента к номинальному

Тип возбуждения	Мощность в *квт*	$\frac{M_{max}}{M_{ном}}$	Скорость до 20% от номинальной	$\frac{M_{max}}{M_{ном}}$
Параллельное	До 50 Свыше 50	2,5 2,8	До 50 *квт* Свыше 50	3 3,3
Параллельное со стабилизирующей обмоткой	До 50 Свыше 50	3 3,3	До 50 *квт* Свыше 50	3,6 4,0

Электродвигатели при номинальном напряжении должны в течение 1 мин. выдерживать ток (при параллельном возбуждении) 2,8-кратный к номинальному при 220 *в* и 2,25-кратный при 440 *в*. При этом допускается степень искрения 3, соответствующая таким условиям работы, при которых возникает почернение коллекторных пластин, а также подгар и разрушение щеток.

Степень искрения 3, кроме того, допускается только при прямом включении или реверсировании машин, если при этом коллектор и щетки остаются в состоянии, пригодном для дальнейшей работы (ГОСТ 183-55).

Ограничение тока в двигателях систем автоматического регулирования осуществляется специальным устройством, которое называется схемой отсечки по току или схемой ограничения тока.

Выбор машин для электропривода по перегрузкам и тепловому режиму. Расчету электропривода и выбору машин посвящено большое количество работ, в которых подробно рассматриваются свойства и характеристики различных типов электрических машин и их выбор для заданной нагрузки по нагрузочной диаграмме.

Для максимального снижения размеров, веса и стоимости выбранный исполнительный двигатель должен быть максимально использован по перегрузочному моменту и перегреву. Питающий его генератор также должен быть максимально использован по мощности и перегреву. Выбор двигателя определяется графиком нагрузки,

выполненным в виде диаграммы статических моментов и скоростей за цикл работы и маховым моментом нагрузки.

Задача выбора двигателя является неопределенной, так как к нагрузке прибавляется маховой момент якоря двигателя, приведенная величина которого часто соизмерима с маховым моментом нагрузки. В связи с этим задача решается методом последовательного приближения. Рекомендуется предварительно выбрать номинальный момент двигателя и GD^2 маховых масс и по заданному закону движения привода и нагрузки построить нагрузочную диаграмму $M = f(t)$, после чего проверить правильность выбора двигателя по нагреву, коммутации и другим показателям.

Для предварительного выбора номинального момента рекомендуется формула

$$M_н = (1{,}1 \div 1{,}3)\, M_{ср},$$

где $M_{ср}$ — среднее значение момента нагрузки.

Если доминирующую роль в нагрузке играет инерционность, то можно рекомендовать предварительно выбирать маховой момент двигателя равным от $^1/_4$ до $^1/_3$ махового момента нагрузки.

После предварительных расчетов следует построить окончательную нагрузочную диаграмму и произвести тепловой расчет машин.

Наименьшую погрешность дает тепловой расчет по методу средних потерь. Сущность этого метода заключается в нахождении средних потерь двигателя по заданным графикам нагрузки и скорости и сравнении полученной величины средних потерь с номинальными потерями, на которые рассчитан двигатель при длительной работе. При равенстве потерь ожидаемый перегрев будет соответствовать перегреву двигателя при длительной работе с номинальной мощностью.

Методы теплового расчета по эквивалентному моменту, току или мощности менее точны.

В машинах постоянного тока потери мощности складываются из следующих составляющих:

а) потери в стали P_{Fe};

б) механические потери P_R (трение в подшипниках, трение о воздух, трение щеток о коллектор);

в) электрические потери в обмотках якоря, компенсационной и добавочных полюсов P_{cu};

г) переходные потери в контактах щеток $P_п$;

д) потери на возбуждение $P_в$;

е) добавочные потери $P_д$.

Рассмотрим, как эти потери изменяются во время работы электропривода в системе автоматического регулирования в двигателях и в генераторах.

Исполнительный двигатель с нерегулируемым возбуждением. Все потери разделяются на три вида: постоянные потери; потери, зависящие от скорости, и потери, зависящие от нагрузочного момента.

К постоянным потерям относятся лишь потери в обмотке возбуждения двигателя.

К потерям, зависящим от скорости, относятся:

а) потери в стали, состоящие из потерь на гистерезис и вихревые токи, пропорциональные скорости в степени 1,3, и из поверхностных потерь, пропорциональных скорости якоря в степени 1,5; если эти потери не разделены, то можно принять потери в стали пропорциональными скорости якоря в степени 1,3;

б) потери на трение щеток о коллектор, пропорциональные первой степени скорости якоря;

в) потери на трение в шариковых подшипниках, пропорциональные первой степени скорости якоря;

г) потери вентиляционные, пропорциональные кубу скорости якоря.

К потерям, зависящим от нагрузочного момента, относятся:

а) электрические потери в обмотках якоря, компенсационной и добавочных полюсов; эти потери пропорциональны квадрату нагрузочного тока; так как в двигателях с нерегулируемым возбуждением для рабочего диапазона крутящих моментов можно принять магнитную индукцию в воздушном зазоре постоянной, то крутящий момент с достаточным приближением можно считать пропорциональным току, следовательно, электрические потери в обмотках пропорциональны квадрату нагрузочного момента;

б) переходные потери в контактах щеток определяются падением напряжения в контакте, зависящим от сорта щеток, и нагрузочным током.

Для современных угольных и электрографитированных щеток общее падение напряжения под положительными и отрицательными щетками в среднем равно 2,5 *в*. Таким образом, переходные потери в щеточных контактах пропорциональны нагрузочному моменту.

Добавочные потери трудно поддаются расчету и оцениваются на основании опыта. Для машин без компенсационной обмотки они равны 1% от номинальной мощности, а для машин с компенсационной обмоткой 0,5%. Эти потери зависят как от скорости, так и от величины тока.

Так как эти потери невелики, то без большой погрешности их можно принять пропорциональными скорости якоря. Данные пересчета потерь для исполнительного двигателя приведены в табл. X. 2.

Генератор постоянного тока с управляемым возбуждением. Якорь генератора вращается приводным электродвигателем с постоянной скоростью, поэтому потери в стали определяются магнитной индукцией, зависящей от величины управляющего напряжения. Индукция, в свою очередь, определяет э. д. с. якоря генератора, а последняя — скорость исполнительного двигателя. Потери в стали и поверхностные потери пропорциональны квадрату индукции, поэтому их можно принять пропорциональными квадрату скорости исполнительного двигателя.

Потери на трение щеток, подшипников и вентиляционные остаются в генераторе неизменными, так как скорость якоря поддерживается постоянной.

Таблица X. 2

Потери исполнительного двигателя

Потери	Зависимость от режима работы
В обмотке возбуждения	Постоянные
В стали	Пропорциональные скорости в степени 1,3
На трение щеток и подшипников	Пропорциональные скорости
Вентиляционные	Пропорциональные кубу скорости
Добавочные	Пропорциональные скорости
Электрические потери в обмотках якоря, компенсационной и дополнительных полюсов	Пропорциональные квадрату нагрузочного момента
Переходные потери в щеточных контактах	Пропорциональные нагрузочному моменту

Добавочные потери в генераторе рекомендуется считать пропорциональными квадрату тока якоря, т. е. пропорциональными квадрату нагрузочного момента.

Электрические потери в обмотке возбуждения генератора пропорциональны квадрату тока возбуждения и, следовательно, в зоне линейности кривой намагничивания до насыщения пропорциональны квадрату скорости исполнительного двигателя. После насыщения магнитной системы генератора эта зависимость теряет смысл. Принимаем эти потери пропорциональными квадрату скорости исполнительного двигателя.

Остальные потери определяются так же, как и в исполнительном двигателе.

Зависимость потерь от режимов работы генератора показана в табл. X. 3.

Таблица X. 3

Потери генератора

Потери	Зависимость от режима работы
В обмотке управления	Пропорциональные квадрату скорости исполнительного двигателя
На трение щеток, подшипников и вентиляционные	Постоянные
В стали	Пропорциональные квадрату скорости исполнительного двигателя
Электрические потери в обмотках якоря, компенсационной и дополнительных полюсов	Пропорциональные квадрату нагрузочного момента
Добавочные	Пропорциональные квадрату нагрузочного момента
Переходные потери в щеточных контактах	Пропорциональные нагрузочному моменту

На основании этих таблиц можно сделать пересчет потерь известных для номинальной мощности на режимы, заданные для электропривода нагрузочным графиком, и определить величину средних потерь и перегрев машины.

Перегрев машины можно считать пропорциональным отношению средних потерь к номинальному значению потерь.

Расчет параметров электрических машин. Электрическая машина представляет собой сложный комплекс взаимодействующих электрических цепей. Элементы некоторых из этих цепей остаются неподвижными в пространстве, а другие элементы выполняются подвижными.

Взаимодействие цепей характеризуется взаимными индуктивностями, а переходные процессы в отдельных цепях определяются, кроме того, индуктивностями и активными сопротивлениями этих цепей, выраженными в форме постоянных времени и коэффициентов демпфирования.

Постоянные времени определяются расчетом индуктивностей и активных сопротивлений машины, поэтому приведем необходимые расчетные формулы.

Индуктивности электрических цепей машины постоянного тока. Индуктивное сопротивление электрической цепи определяется индуктивностью L и взаимной индуктивностью M, если рассматриваются две магнитно взаимосвязанные цепи.

Индуктивность L определяется как число потокосцеплений $\sum w_x \Phi_x$, создаваемых витками катушки и магнитным потоком, сцепляющимся с этой катушкой при прохождении через нее тока 1 *а*. Найденное потокосцепление должно быть умножено на 10^{-8}, чтобы получить величину индуктивности в генри.

В машинах постоянного тока, не имеющих компенсационных обмоток, общая индуктивность якоря составляет

$$L_a = L_R + L_{Sa} + L_\partial + M_{\partial a},$$

где L_R — индуктивность от главного потока реакции якоря;

L_{Sa} — индуктивность от потоков рассеяния в пазах и вокруг лобовых частей обмотки якоря;

L_∂ — индуктивность обмотки добавочных полюсов;

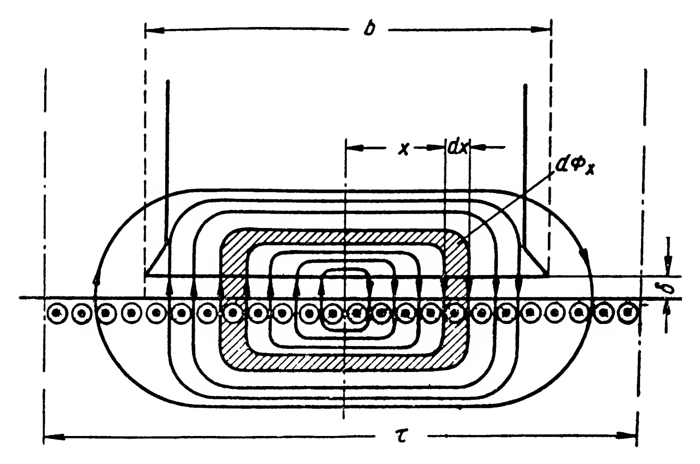
$M_{\partial a}$ — взаимная индуктивность между обмоткой якоря и добавочными полюсами.

Индуктивность от главного потока реакции якоря. Распределение магнитных силовых линий главного потока реакции якоря на одном полюсном делении τ показано на фиг. X. 1, а диаграмма распределения индукции — на фиг. X. 2. Пунктирная линия показывает действительное распределение индукции, а сплошная — приближенное.

Начало координатной системы BOx расположим под серединой полюсной дуги (см. фиг. X. 1).

Определим потокосцепления проводов якоря, расположенных на длине $\pm x$ с элементарным потоком $d\Phi_x$.

С достаточным приближением можно считать, что индукция B_x на расстоянии x от оси полюса определяется магнитной проводи-

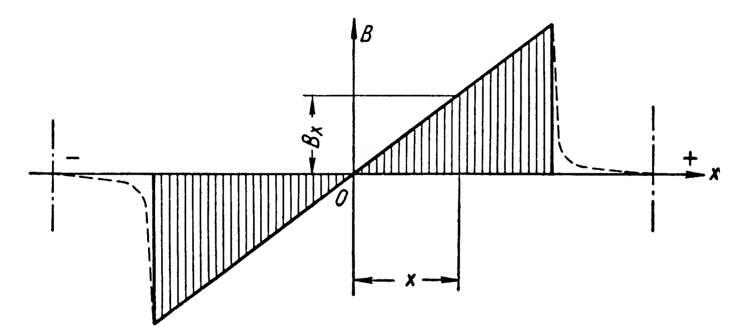


Фиг. X. 1. Магнитное поле реакции якоря машины постоянного тока.

мостью воздушного зазора δ', который при учете влияния пазов составляет

$$\delta' = k_c \delta \ (см),$$

где k_c — коэффициент Картера, учитывающий увеличение действительного воздушного зазора δ за счет пазов якоря.



Фиг. X. 2. Распределение индукции поля реакции якоря.

Ампер-витки, необходимые для поддержания индукции B_x, равны

$$aw_x = \frac{1}{0{,}4\pi} B_x \delta'.$$

На длине x расположено

$$\frac{N_a x}{2p\tau} \text{ проводов,}$$

где N_a — число эффективных проводов якоря;
$2p$ — число полюсов якоря;
τ — полюсное деление.

Если обмотка имеет $2a$ параллельных ветвей, то при единичном токе якоря ($1a$) ток в проводе равен $\frac{1}{2a}$ a и число ампер-витков на длине x получится равным

$$aw_x = \frac{N_a x}{2a2p\tau}.$$

Приравнивая оба выражения для aw_x, получим значение индукции:

$$B_x = \frac{0{,}4\pi N_a x}{4ap\tau\delta'}.$$

Если осевая длина якоря l_a, то элементарный магнитный поток будет

$$d\Phi_x = B_x l_a dx = \frac{N_a l_a x dx}{3{,}2ap\tau\delta'}.$$

Элементарный магнитный поток $d\Phi_x$ сцеплен с проводами, расположенными на участке $2x$, т. е. число проводов, расположенных на длине $2x$, будет равно $\frac{N_a x}{p\tau}$. Тогда потокосцепление этих проводов с элементарным потоком $d\Phi_x$ будет $\frac{N_a^2 l_a x^2 dx}{3{,}2ap^2\tau^2\delta'}$.

Потокосцепление проводов, расположенных под одним полюсом со всем потоком реакции якоря, если учесть, что полюсная дуга $b = \alpha\tau$ (α — коэффициент полюсного перекрытия), будет равно

$$\int_0^{\frac{\alpha\tau}{2}} \frac{N_a^2 l_a x^2 dx}{3{,}2ap^2\tau^2\delta'} = \frac{N_a^2 l_a \alpha^3 \tau}{76{,}8ap^2\delta'}.$$

Выразим полюсное деление τ через диаметр якоря D_a:

$$\tau = \frac{\pi D_a}{2p}.$$

Подставляя значение τ в выражение для потокосцеплений, разделим полученное выражение на $2a$ — число параллельных ветвей, умножим на $2p$ — число пар полюсов, вводя множитель 10^{-8}, получим значение индуктивности L_R:

$$L_R = 20{,}6 \frac{N_a^2 l_a D_a \alpha^3}{a^2 p^2 \delta'} 10^{-11} \text{ гн}.$$

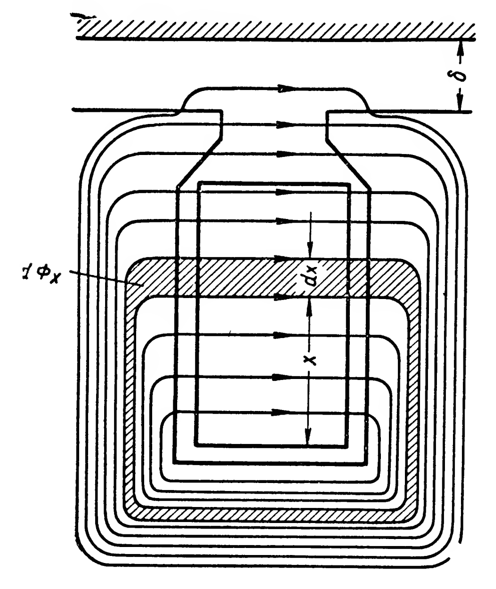
Индуктивность от потоков рассеяния якоря. Поток рассеяния в пазу якоря замыкается вокруг проводов, расположенных в нем, а также вокруг той части проводов, которая расположена вне зубцового слоя якоря и представляет собой лобовую часть обмотки.

Часть проводов, расположенных в пазу, имеет длину l_a, а длина части, составляющей лобовое соединение, l_s.

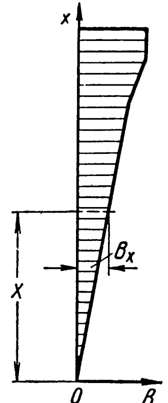
Если якорь имеет z пазов, то число активных проводов в одном пазу составляет

$$n_s = \frac{N_a}{z}.$$

Прохождение магнитных силовых линий потока рассеяния через паз показано на фиг. X. 3. По высоте паза x расположено проводов $n_s x$ (если принять высоту прямой части за единицу и считать x в долях единицы).



Фиг. X. 3. Магнитное поле рассеяния в пазу якоря.



Фиг. X. 4. Распределение индукции магнитного поля рассеяния по высоте паза.

Ток в проводе равен $\frac{1}{2a}$, если ток якоря единичный и число параллельных ветвей обмотки якоря $2a$. Число ампер-витков, содержащихся в пазу на высоте x, будет

$$aw_x = \frac{1}{2a} n_s x.$$

График распределения индукции B по высоте паза показан на фиг. X. 4.

На высоте x индукция равна B_x; она связана с ампер-витками aw_x формулой

$$aw_x = \frac{1}{0{,}4\pi} b_i B_x,$$

где b_i — ширина паза на высоте x.

Из этих двух выражений для aw_x находим

$$B_x = \frac{0{,}4\pi n_s x}{2ab_i}.$$

Элементарный поток

$$d\Phi_x = B_x l_a dx$$

или

$$d\Phi_x = \frac{0{,}4\pi n_s l_a x dx}{2ab_i}.$$

Потокосцепление элементарного потока с проводами, расположенными на высоте x, составляет

$$n_s x d\Phi_x = \frac{0{,}4\pi n_s^2 l_a x^2 dx}{2ab_i} = \frac{0{,}4\pi l_a}{2a} n_s^2 x^2 \frac{dx}{b_i}.$$

Обозначим $\lambda_x = \frac{dx}{b_i}$ — проводимость паза для элементарного потока;

$n_x = n_s x$ — число проводов, охваченных элементарным потоком.

Тогда полное число магнитных сцеплений с проводами, расположенными в пазу, равно

$$\frac{0{,}4\pi l_a}{2a} \sum n_x^2 \lambda_x.$$

Вводя понятие эквивалентной магнитной проводимости паза

$$\lambda_s = \frac{1}{n_s^2} \sum n_x^3 \lambda_x,$$

получим выражение для полного потокосцепления проводников в пазу:

$$\frac{0{,}4\pi l_a n_s^2 \lambda_s}{2a}.$$

Для всех z пазов потокосцепление равно

$$\frac{0{,}4\pi l_a n_s^2 \lambda_s z}{2a}.$$

Учитывая, что $n_s = \frac{N_a}{z}$ и что обмотка якоря имеет $2a$ параллельных ветвей, получим

$$L_{Sa} = \frac{0{,}4\pi l_a N_a^2 \lambda_s}{(2a)^2 z} 10^{-8} \text{ гн}.$$

Эквивалентная магнитная проводимость λ_s вычисляется на 1 *см* осевой длины якоря, но, кроме того, эту величину целесообразно скорректировать так, чтобы она учитывала удельную проводимость для лобовых частей.

Обозначим λ_N магнитную проводимость паза на 1 *см* длины и λ_{ss} — магнитную проводимость потоков рассеяния вокруг лобовых частей также на 1 *см* длины.

Тогда

$$\lambda_s = \lambda_N + \frac{l_s}{l_a} \lambda_{ss}.$$

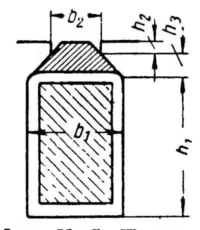
λ_N зависит от геометрических размеров паза (фиг. X. 5 и X. 6) и, например, для формы паза, изображенной на фиг. X. 5, составляет

$$\lambda_N = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{2h_3}{b_1 + b_2} + \frac{h_2}{b_2}.$$

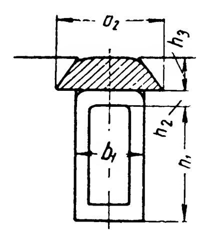
Приближенно магнитная проводимость вокруг лобовых частей обмотки якоря и проводимость по головкам зубцов может быть оценена как 30—40% от λ_N, и тогда

$$\lambda_s = (1{,}3 \div 1{,}4)\,\lambda_N.$$

Индуктивность обмотки добавочных полюсов. Витки катушек добавочных полюсов сцеплены с магнитными потоками этих полюсов так, как показано на фиг. X. 7, *а*.



Фиг. X. 5. Полузакрытый паз.



Фиг. X. 6. Открытый паз.

Допустим катушка одного полюса содержит w_∂ витков. Все витки сцеплены с потоком Φ_∂, проходящим через якорь. Кроме того, имеются магнитные сцепления катушки с потоком рассеяния добавочного полюса. Если коэффициент рассеяния σ_∂, то поток рассеяния находится из выражения

$$(\sigma_\partial - 1)\,\Phi_\partial.$$

Однако не весь этот поток сцеплен со всеми витками катушки. Неполное сцепление всех витков с потоком рассеяния обозначим коэффициентом $\gamma_s = 0{,}7 \div 0{,}8$. Тогда полное потокосцепление одной катушки равно

$$w_\partial\,[1 + \gamma_s(\sigma_s - 1)]\,\Phi_\partial.$$

Обычно катушки всех $2p$ добавочных полюсов соединяются последовательно и обтекаются полным током якоря I_a.

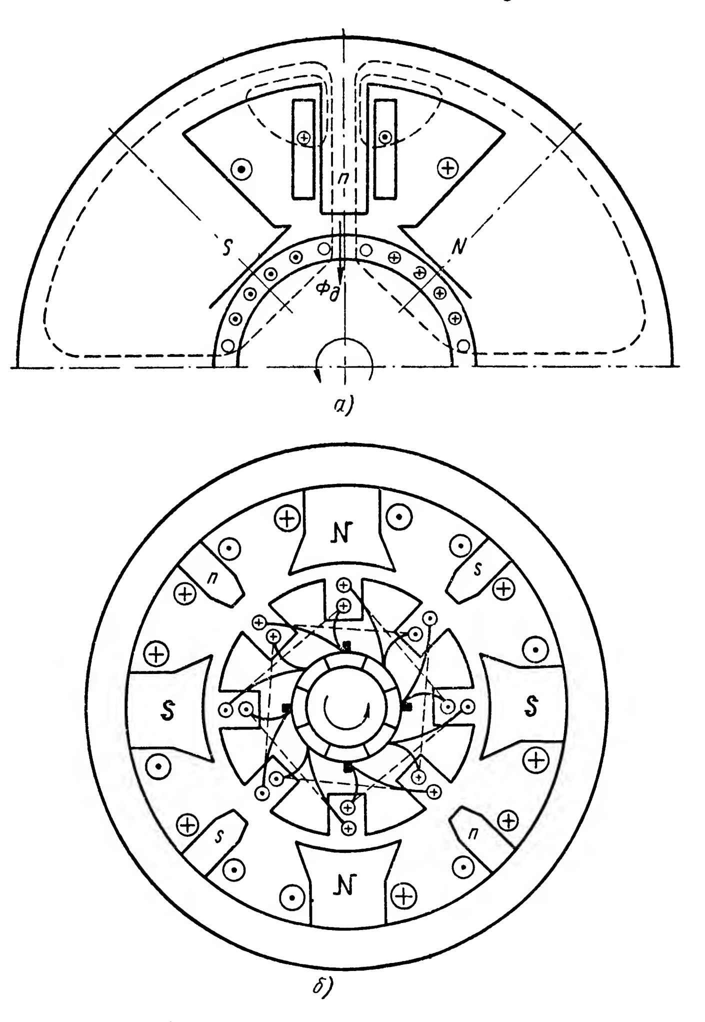
Для этих условий индуктивность равна

$$\frac{2pw_\partial\,[1 + \gamma_s(\sigma_\partial - 1)]\,\Phi_\partial 10^{-8}}{I_a}.$$

Влияние массивных частей магнитопровода изменяет найденное значение индуктивности и ее принимают равной

$$L_{\partial} = \varkappa_{\partial} \frac{2pw_{\partial} [1 + \gamma_s (\sigma_{\partial} - 1)] \Phi_{\partial} 10^{-8}}{I_a}.$$

Рекомендуется принимать величину $\varkappa_{\partial} = \frac{1}{3}$.

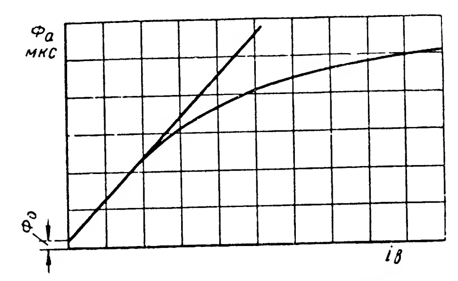


Фиг. X. 7. Магнитная система машины постоянного тока:

а — магнитное поле дополнительного полюса; *б* — схема машины.

Взаимная индуктивность якоря и добавочных полюсов. На фиг. X. 7, *а* и *б* представлена общая картина направления токов в обмотках и распределения полярности главных и добавочных полюсов в двигателе постоянного тока. Стрелка указывает направление вра-

щения якоря. Как это следует из требований, предъявляемых к дополнительным полюсам в отношении улучшения коммутации в обмотке якоря, полярность дополнительных полюсов должна быть такой, чтобы токи в обмотках добавочных полюсов противодействовали токам в обмотке якоря. Поэтому взаимная индуктивность между обмоткой добавочных полюсов и обмоткой якоря входит в общую формулу индуктивности цепи якоря со знаком минус.



Фиг. X. 8. Характеристика намагничивания.

Обмотку якоря пронизывает полезный поток добавочного полюса Φ_∂, создаваемый током якоря I_a. Так как воздушный зазор под добавочным полюсом относительно велик, а насыщение добавочных полюсов мало, то можно считать магнитную характеристику добавочного полюса линейной и, следовательно, поток при единичном токе равен Φ_∂/I_a. Этот поток сцепляется с $\frac{N_a}{2p}$ витками якоря. Добавочные полюса соединены последовательно, поэтому общее число магнитных сцеплений будет

$$\frac{N_a}{2p}\,\frac{\Phi_\partial}{I_a}\,p=\frac{N_a\Phi_\partial}{2I_a}.$$

Отсюда получаем выражение для взаимной индуктивности, которое с учетом вихревых токов будет иметь вид

$$M_{\partial a}=-\varkappa_\partial\frac{N_a\Phi_\partial}{2I_a}\,10^{-8}\ \textit{гн};$$

здесь коэффициент $\varkappa_\partial$ имеет то же значение, что и для индуктивности обмотки добавочных полюсов.

Индуктивность обмотки возбуждения. Относительно малая величина воздушного зазора под главными полюсами машины определяет влияние насыщения остальной части магнитопровода на характеристику намагничивания. Типичная характеристика намагничивания машины постоянного тока (фиг. X. 8) представляет собой зависимость полезного потока под главным полюсом Φ_a от тока возбуждения $i_в$. Величина Φ_0 характеризует остаточный поток в машине при выключенной обмотке возбуждения.

Обозначим через Φ_s поток рассеяния главных полюсов. Коэффициент рассеяния будет

$$\sigma=1+\frac{\Phi_s}{\Phi_a}.$$

Введя коэффициент γ, характеризующий неполное сцепление всех витков обмотки возбуждения с потоком рассеяния, получим выражение для потокосцепления одного главного полюса:

$$w_в [1 + \gamma (\sigma - 1)] \Phi_a.$$

Если все $2p$ полюсов соединены последовательно, то индуктивность будет

$$L_в = 2pw_в \varkappa_в \frac{[1 + \gamma (\sigma - 1)] \Phi_a}{i_в} 10^{-8} \text{ гн}.$$

Эта формула применима лишь в случае, если остаточный поток Φ_0 пренебрегаемо мал и характеристика намагничивания используется в диапазоне линейности.

Для больших значений тока возбуждения целесообразно построить зависимость $\Phi (i)_в$, где $\Phi = [1 + \gamma (\sigma - 1)] \Phi_a$, и для отдельных участков этой характеристики определить значение индуктивности по формуле

$$L_{в1} = 2pw_в \varkappa_в \frac{\Delta\varphi}{\Delta i_в} 10^{-8} \text{ гн},$$

где $\Delta\varphi$ — приращение потока, соответствующее приращению тока возбуждения $\Delta i_в$.

Приведенные формулы для $L_в$ и $L_{в1}$ учитывают влияние вихревых токов введением поправочного множителя $\varkappa_в$.

Величину $\varkappa_в$ можно принять равной 1,5—1,8.

Активные сопротивления электрических цепей машины постоянного тока. Активные сопротивления вычисляются для всех обмоток при температуре 75°. Для этой температуры коэффициент увеличения сопротивления принимается равным $\gamma_m = 1{,}24$. Удельное сопротивление обмоточной меди в холодном состоянии равно $\rho = 0{,}0175$.

Активное сопротивление обмотки якоря

$$r_a = \frac{\rho N_a l_{an} \gamma_m}{2 (2a)^2 q_a} \text{ ом},$$

где N_a — число активных проводов якоря;
l_{an} — длина витка;
q_a — сечение активного провода;
$2a$ — число параллельных цепей обмотки якоря.

Активное сопротивление обмотки добавочных полюсов

$$r_д = \frac{\rho \gamma_m w_д 2p l_д}{q_д} \text{ ом},$$

где $w_д$ — числов витков одной катушки;
$2p$ — число последовательно соединенных катушек (число полюсов);
$l_д$ — средняя длина витка;
$q_д$ — сечение активного провода.

Активное сопротивление обмотки возбуждения главных полюсов

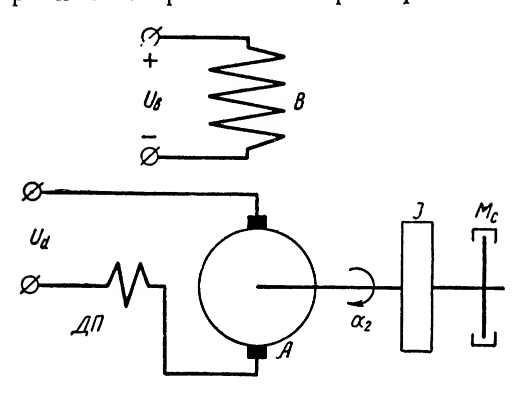
$$r_в = \frac{\rho \gamma_m w_в 2 p l_в}{q_в} \ ом,$$

где $w_в$ — число витков на одном главном полюсе;
$l_в$ — средняя длина витка;
$q_в$ — сечение активного провода.

2. ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Принцип устройства и схема. Принципиальное устройство двигателя постоянного тока показано на фиг. X. 7, *б*.

Магнитопровод состоит из неподвижной части — ярма, на внутренней поверхности которого расположены главные (N, S) и дополнительные (n, s) полюса с надетыми на них катушками возбуждения, и подвижной части—якоря. На внешней поверхности якоря сделаны пазы, в которые укладываются секции якорной обмотки. Концы секций выводятся к коллекторным пластинам, где они соединяются попарно вместе так, что образуют замкнутую обмотку. На коллектор наложены неподвижные щетки, через которые ток поступает в якорь из внешней сети. Обмотка дополнительных полюсов соединяется последовательно с якорем. Обмотка возбуждения главных полюсов при независимом возбуждении приключается к отдельному источнику напряжения и электрически не соединяется с другими цепями машины.



Фиг. X. 9. Электрическая схема исполнительного двигателя.

Полярность дополнительных полюсов в двигателе должна быть противоположна полярности последующих по направлению вращения якоря главных полюсов.

Электрическая схема двигателя с независимым возбуждением в соответствии с устройством, представленным на фиг. X. 7, *б*, показана на фиг. X. 9.

Обмотка якоря *А*, последовательно соединенная с обмоткой дополнительных полюсов *ДП*, подключается к источнику напряжения U_a, которое и управляет скоростью двигателя. На оси двигателя находится нагрузка, содержащая массу с моментом инерции J и момент статического сопротивления M_c.

Момент инерции якоря может быть включен в момент инерции нагрузки, а момент статического сопротивления якоря — в момент сопротивления нагрузки.

Передаточная функция. Вал исполнительного двигателя обычно является выходом исполнительного элемента следящей системы или системы автоматического регулирования. Применительно к следящим системам угол поворота входного вала датчика обозначается α_1, а угол отработки привода α_2. В соответствии с этим на фиг. X.9 угол поворота вала исполнительного двигателя обозначен α_2, что является выходной величиной исполнительного элемента. Входной величиной служит напряжение U_a, подводимое к якорю электродвигателя.

При выводе передаточной функции считаем, что обмотка возбуждения подключена к источнику напряжения $U_в$ и в машине имеется неизменный магнитный поток главных полюсов.

При подведении напряжения к якорю, через обмотку якоря пройдет ток, который, взаимодействуя с магнитным потоком главных полюсов, создает крутящий момент, заставляющий якорь вращаться вместе с нагрузкой.

Величина тока якоря в переходных режимах обусловливается активным и индуктивным сопротивлениями якорной цепи и противо-э. д. с., наводимой в обмотке якоря при вращении его в магнитном поле.

Передаточная функция может быть выведена из уравнений напряжений в цепи якоря и равновесия моментов на выходном валу.

Обозначим U_a — напряжение, приложенное к якорю;
I_a — ток якоря;
$r_{ад}$ — активное сопротивление цепи якоря;
$L_{ад}$ — индуктивность цепи якоря;
α_2 — угол поворота якоря;
c_1 — коэффициент противо-э. д. с.;
J — момент инерции нагрузки;
F — коэффициент вязкого трения нагрузки;
c_2 — коэффициент крутящего момента;
p — оператор дифференцирования.

Тогда напряжение цепи якоря определяется из формулы

$$U_a = I_a (r_{ад} + pL_{ад}) + c_1 p\alpha_2 \qquad (X.\ 1)$$

и уравнение моментов будет иметь вид

$$M = c_2 I_a = Jp^2\alpha_2 + Fp\alpha_2; \qquad (X.\ 2)$$

здесь

$$c_1 = \frac{p\Phi N_a}{a2\pi} 10^{-8}; \quad c_2 = \frac{p\Phi N_a}{a2\pi \cdot 9{,}81} 10^{-8} = \frac{c_1}{9{,}81},$$

следовательно,

$$c_1 p\alpha_2 = U_a - I_a (r_{ад} + pL_{ад}). \qquad (X.\ 3)$$

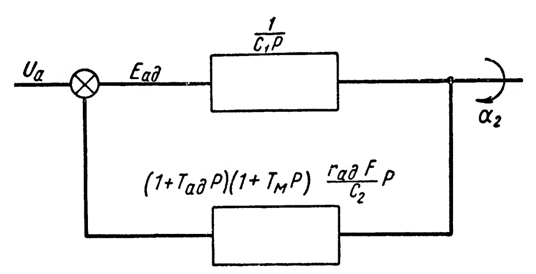
Из уравнения (X. 2) ток якоря составляет

$$I_a = \frac{J}{c_2} p^2\alpha_2 + \frac{F}{c_2} p\alpha_2 = \left(1 + \frac{J}{F} p\right) \frac{F}{c_2} p\alpha_2. \qquad (X.\ 4)$$

Подставляя найденное значение тока I_a в уравнение (X. 3), получим

$$c_1 p\alpha_2 = U_a - r_{a\partial}\left(1 + \frac{L_{a\partial}}{r_{a\partial}} p\right)\left(1 + \frac{J}{F} p\right)\frac{F}{c_2} p\alpha_2. \qquad (X. 5)$$

Отношение $\frac{L_{a\partial}}{r_{a\partial}} = T_{a\partial}$ называют электромагнитной постоянной времени двигателя, а отношение $\frac{J}{F} = T_м$ — механической постоянной времени.



Фиг. X. 10. Структурная схема исполнительного двигателя.

Уравнение (X. 5) можно представить в виде структурной схемы двигателя, изображенной на фиг. X. 10. Передаточная функция будет

$$\frac{\alpha_2}{U_a} = \frac{\frac{1}{c_1 p}}{1 + \frac{(1 + T_{a\partial}p)(1 + T_м p)\frac{r_{a\partial}F}{c_2}p}{c_1 p}} = \frac{1}{(1 + T_{a\partial}p)(1 + T_м p)\frac{r_{a\partial}F}{c_2}p + c_1 p}.$$

Если ввести обозначения $k_\partial = \frac{1}{c_1}$,

$$\frac{r_{a\partial}F}{c_1 c_2} T_{a\partial}T_м = T_\partial^2 \quad и \quad \frac{r_{a\partial}F}{c_1 c_2}(T_{a\partial} + T_м) = 2\zeta_\partial T_\partial,$$

причем $\omega_\partial = \frac{1}{T_\partial}$ — сопрягающая частота,

ζ_∂ — коэффициент затухания,

то передаточная функция двигателя примет вид

$$\frac{\alpha_2}{U_a} = \frac{k_\partial}{\left(T_\partial^2 p^2 + 2\zeta_\partial T_\partial p + 1\right)p};$$

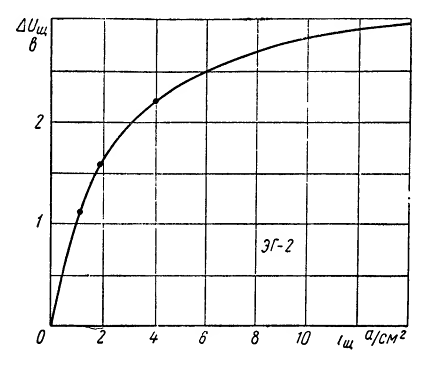
Основные нелинейности. При выводе передаточной функции исполнительного двигателя все соотношения были приняты линейными. Однако область линейных соотношений ограничена, и поэтому необходимо рассмотреть основные нелинейности в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением.

Падение напряжения под щетками. Переходное электрическое сопротивление в щеточном контакте на коллекторе является вели-

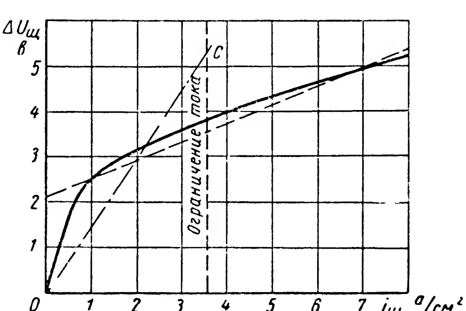
чиной переменной, которая в значительной степени зависит от тока, проходящего через щетку, т. е. от плотности тока в щетке. Обычно в расчетах учитывают величину не самого сопротивления, а рассматривают зависимость падения напряжения $\Delta U_щ$ (на две щетки противоположной полярности) от плотности тока в щетке.

На фиг. X. 11 показана характеристика для распространенных щеток марки ЭГ-2. По оси ординат отложена величина $\Delta U_щ$, а по оси абсцисс — плотность тока в щетке $i_щ$.

С учетом перегрузочной способности двигателя плотность тока в щетках выбирается при номинальном токе двигателя равной 6—



Фиг. X. 11. Электрическая характеристика щетки ЭГ-2.



Фиг. X. 12. Линеаризация характеристики щеточного контакта.

8 $а/см^2$. Если принять эту плотность тока за единицу, то в зависимости от кратности тока $i_щ$ падение напряжения $\Delta U_щ$ изобразится в виде кривой (фиг. X. 12), которую можно заменить приближенной линейной функцией

$$\Delta U_щ = a + b i_щ,$$

причем для щеток марки ЭГ-2 $a = 2{,}1$; $b = 0{,}4$.

При расчете машины по линеаризированным соотношениям можно учесть сопротивление щеточного контакта как некоторую эквивалентную постоянную величину, соответствующую прямой линии OC на фиг. X. 12. Наклон этой прямой определяется верхним пределом тока.

Продольная реакция якоря. Все современные машины постоянного тока имеют добавочные полюса, поэтому их щетки должны устанавливаться строго на геометрической нейтрали. Особенно необходимо это при работе двигателя в реверсивном режиме. В этом случае в машине будет отсутствовать продольная реакция якоря, поэтому важно следить за тем, чтобы щетки всегда были на геометрической нейтрали. Однако практически возможен некоторый сдвиг. Если величину сдвига щеток с нейтрали отнести к окружности якоря, то он будет

$$\Delta b_щ = \frac{D_a}{D_к} \Delta b,$$

где $D_к$ — диаметр коллектора;

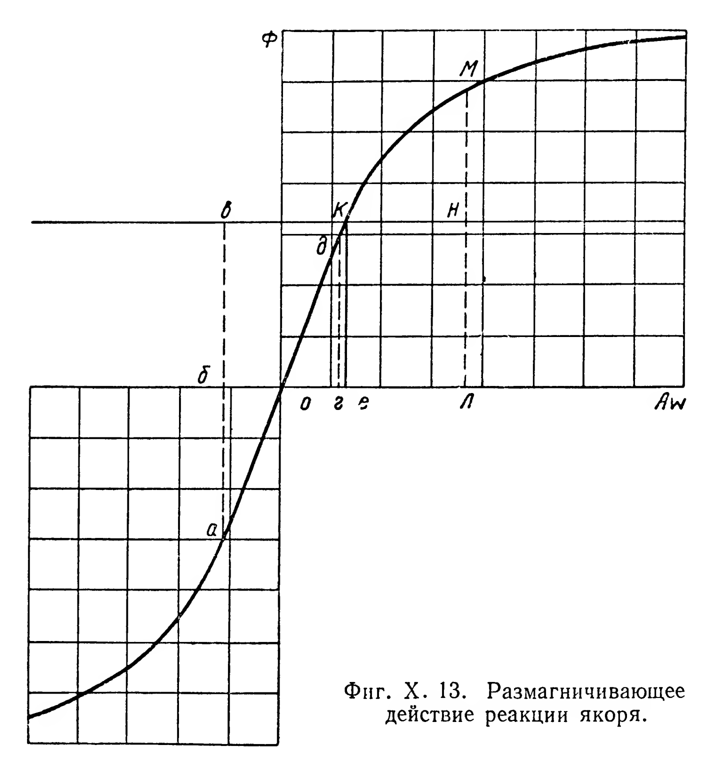
D_a — диаметр якоря;

Δb — сдвиг щетки с нейтрали на коллекторе.

Обозначим линейную токовую нагрузку якоря AS_a и кратность тока i (по отношению к номинальному); тогда ампер-витки продольной реакции якоря будут

$$AW_d = 2\Delta b_{щ} AS_a i.$$

Поперечная реакция якоря. Размагничивающее действие поперечной реакции якоря на магнитное поле главных полюсов прояв-



Фиг. X. 13. Размагничивающее действие реакции якоря.

ляется практически вне зависимости от положения щеток вблизи нейтрали и определяется главным образом характером кривой намагничивания машины. Благодаря явлению насыщения ампер-витки поперечной реакции не в одинаковой степени искажают поток под главным полюсом. Подмагничивающее действие ампер-витков реакции якоря проявляется слабее, чем размагничивающее действие, и поэтому результирующий эффект проявляется в размагничивании, т. е. в уменьшении потока главных полюсов.

Проще всего размагничивающее действие поперечной реакции определить известным графическим способом, который состоит в следующем. Строится зависимость между магнитной индукцией в воздушном зазоре машины и ампер-витками воздушного зазора и зуб-

цового слоя, причем с достаточным приближением эту зависимость можно заменить кривой намагничивания машины (фиг. X. 13). Вычисляется величина размагничивающих ампер-витков, определяющих индукцию под краем полюса:

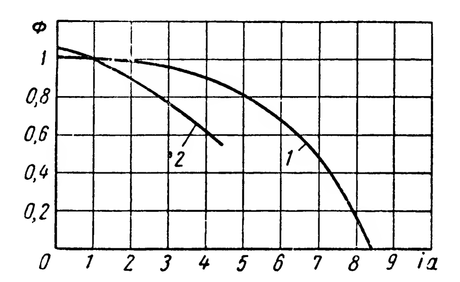
$$AW_n = AS_a b_0 i,$$

где AS_a — номинальная линейная нагрузка якоря,

b_0 — полюсная дуга,

i — кратность тока якоря.

Откладываем по оси абсцисс отрезок *ое*, равный номинальному значению ампер-витков. Допустим, что при некоторой кратности тока i ампер-витки поперечной реакции якоря равны AW_q. Откладывая от точки *е* влево и вправо величину AW_q, получим точки *б* и *л*. Затем откладываем отрезок *ог*, равный *об*, и отношение разности площадей *бвнл* и *гдмл* к площади *бвнл* будет характеризовать размагничивающее действие поперечной реакции якоря. Построенные таким образом (фиг. X. 14) характеристики дают картину влияния поперечных ампер-витков на поток главных полюсов. Если при номинальном токе возбуждения и номинальном токе в якоре двигателя примем поток за единицу, то по мере увеличения кратности тока i поток главных полюсов уменьшается.

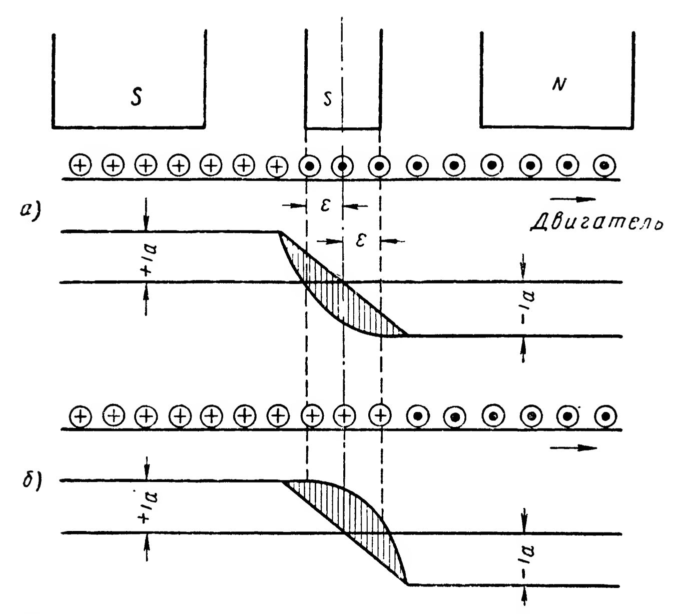


Фиг. X. 14. Зависимость потока главных полюсов от тока якоря.

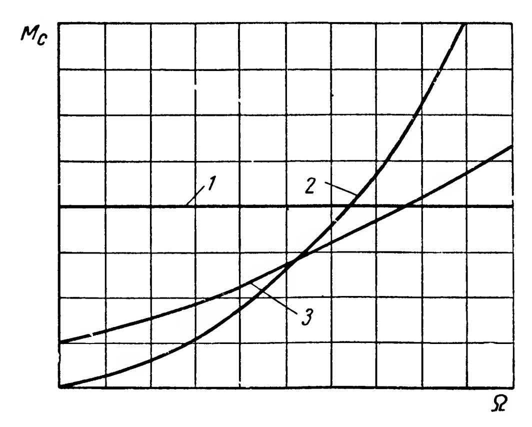
Кривая *1* (фиг. X. 14) дана для машины ГП-10-1000 (генератор постоянного тока мощностью 1000 *квт*). Кривая *2* построена для машины ПН-145 (двигатель постоянного тока мощностью 13,5 *квт*). Результирующая реакции якоря будет оказывать нелинейное воздействие на поток главных полюсов. Если перегрузка не превышает двух-трехкратной, то действием реакции якоря пренебрегают.

Ампер-витки коммутируемых секций. На фиг. X. 15 показано направление токов в коммутируемых секциях и рассмотрены два случая: ускоренная коммутация и замедленная коммутация.

Коммутационный ток (заштрихованная площадка) создает дополнительные ампер-витки, ослабляющие поток главных полюсов двигателя при ускоренной коммутации и усиливающие при замедленной. Это эквивалентно сдвигу щеток с нейтрали на некоторую величину ε. В машинах, работающих в стационарных режимах, предусмотрена ускоренная коммутация, однако характер коммутации зависит также от характера переходного процесса. Так, например, при резком изменении тока якоря (в виде ступенчатой функции времени) ток в цепи якоря нарастает значительно быстрее, чем поток под добавочным полюсом вследствие влияния вихревых токов в массивной станине. В этом режиме индукция под добавочным полюсом недостаточна чтобы создать в коммутируемой секции напряжение,



Фиг. X. 15. Диаграмма изменения тока коммутируемой секции: *а* — ускоренная коммутация; *б* — замедленная коммутация.



Фиг. X. 16. Характеристика нагрузочных моментов на валу исполнительного двигателя.

требуемое для полной компенсации реактивной э. д. с., и коммутация замедляется, что, в свою очередь, вызывает подмагничивание главных полюсов. Зависимость размагничивания от тока коммутации нелинейна.

При ускоренной коммутации стационарного режима величина размагничивающих ампер-витков, создаваемых коммутационными токами, невелика и составляет 3—5% (в пределах тока якоря $i = 3{,}5$).

Момент сопротивления нагрузки. Электродвигатель предназначен для приведения в действие рабочей машины или механизма, которые будем называть нагрузкой. Момент сопротивления нагрузки и его изменение в зависимости от скорости Ω определяются свойствами рабочей машины.

Типичные характеристики нагрузок показаны на фиг. X. 16. Кривая *1* соответствует рабочей машине с большим трением (сухое трение); кривая *2* — вентиляторам, гребным винтам, центробежным насосам и пр. (вентиляторный момент сопротивления); кривая *3* соответствует рабочей машине с нагрузочным моментом, нарастающим в зависимости от скорости Ω по произвольной кривой.

При расчете момента сопротивления в него следует включать:

а) момент трения в электродвигателе (щетки на коллекторе, шариковые подшипники);

б) момент потерь в стали якоря от вихревых токов;

в) момент сопротивления вентилятора.

С достаточной точностью момент сопротивления нагрузки может быть представлен формулой

$$M_c - M_0 + k\Omega^r,$$

где M_0 — постоянная составляющая момента (обычно зависящая от знака скорости);

k — коэффициент пропорциональности;

r — постоянное положительное число, равное 1 при вязком трении и 2 при вентиляторной нагрузке;

Ω — угловая скорость электродвигателя.

Кроме момента статического сопротивления нагрузка обладает инерционностью.

Инерционность нагрузки учитывается в виде момента инерции, приведенного к валу электродвигателя. К этому валу должны быть приведены все движущиеся части рабочей машины. Если скорость вала электродвигателя Ω, а скорость вращения некоторой детали рабочей машины Ω_i и ее момент инерции J_i, то приведенное значение момента инерции равно

$$J_i' = J_i\left(\frac{\Omega_i}{\Omega}\right)^2.$$

Если деталь рабочей машины совершает поступательное движение со скоростью v_i (*м/сек*) и имеет массу m (*кг сек²/м*), то приведенный момент инерции находится из выражения

$$J_i' = m\left(\frac{v_i}{\Omega}\right)^2.$$

К моменту инерции нагрузки должен быть прибавлен и момент инерции якоря электродвигателя.

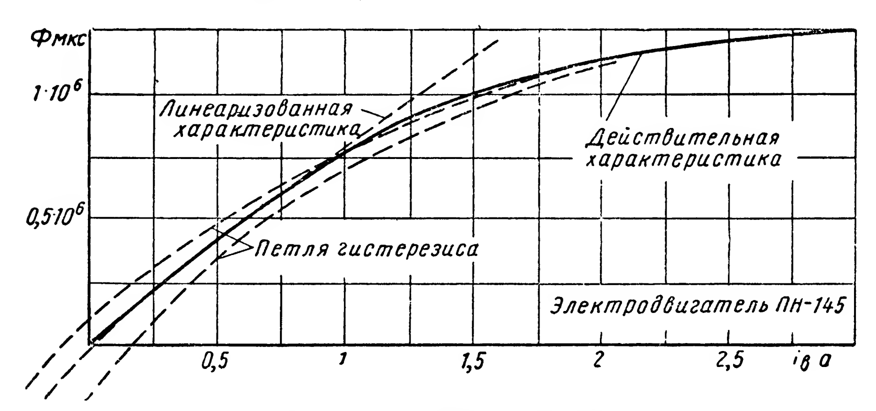
Маховой момент якоря GD^2 связан с моментом инерции якоря формулой

$$J_a = \frac{GD^2}{4g},$$

где $g = 9{,}81$ *м/сек*^{2} — ускорение силы тяжести.

Таким образом, из-за нелинейного статического сопротивления результирующая нагрузка всегда имеет нелинейный характер.

Характеристика намагничивания. Характеристика намагничивания имеет явно выраженный нелинейный характер из-за насыщения стальной части магнитопровода.



Фиг. X. 17. Петля гистерезиса.

Для примера на фиг. X. 17 приведена характеристика намагничивания электродвигателя ПН-145 мощностью 16 *квт*. Приближенно эта характеристика может считаться линейной лишь вблизи начала координат. Кроме того, благодаря гистеризису эта характеристика образует петлю, вследствие чего она становится для одних и тех же значений тока намагничивания двухзначной. Только при линейной идеализации с известным приближением можно рассматривать такую характеристику как линейную.

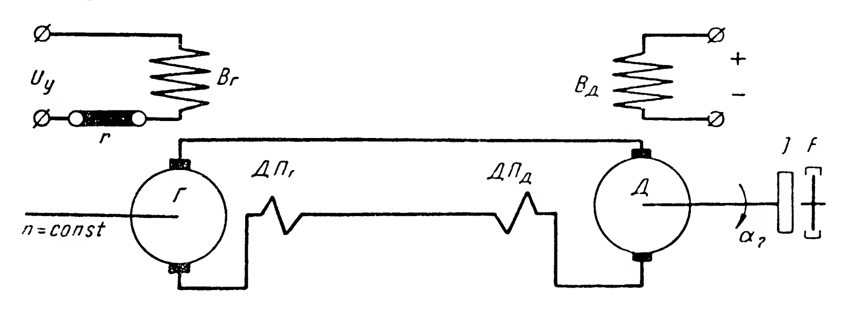
3. РАБОТА ГЕНЕРАТОРА НА ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

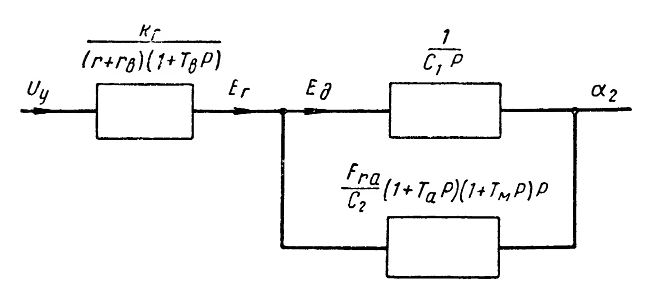
Передаточная функция. Схема включения генератора на исполнительный двигатель приведена на фиг. X. 18. Обозначения, принятые на этой схеме, пояснены на фиг. X. 9.

Запаздывание при переходных процессах привода определяется в первую очередь двумя постоянными времени: постоянной времени нагрузки и постоянной времени цепи управления генератора.

Для уменьшения последней постоянной времени источник питания цепи управления выполняют более мощным и последовательно включают в цепь балластное омическое сопротивление r,

При рассмотрении соотношений в схеме генератор — двигатель можно исключить промежуточную величину — напряжение на клеммах генератора — и соединить падения напряжения в цепи якорей генератора и двигателя.





Фиг. X. 18. Электрическая схема генератора и исполнительного двигателя и их структурная схема.

Токи и напряжения связаны следующими уравнениями: уравнение цепи управления генератора

$$U_y = i_y (r + r_в + L_в p);$$

э. д. с. якоря генератора

$$E_г = k_г i_y;$$

уравнение напряжений в цепи якорей

$$E_г = i (r_a + pL_a) + c_1 p\alpha_2;$$

уравнение моментов на валу исполнительного двигателя

$$c_2 i = Jp^2\alpha_2 + Fp\alpha_2.$$

Из этих уравнений находим

$$i = \frac{1}{c_2}(Jp^2\alpha_2 + Fp\alpha_2); \quad i_y = \frac{U_y}{r + r_в + L_в p};$$

$$\frac{1}{c_2}(Jp^2\alpha_2 + Fp\alpha_2)(r_a + pL_a) + c_1 p\alpha_2 = \frac{U_y k_г}{r + r_в + L_в p}.$$

В последнем выражении выходная величина α_2 выражена в зависимости только от входной величины $U_у$ и, следовательно, из этого выражения можно получить передаточную функцию.

По схеме (фиг. X. 18) передаточная функция будет

$$\frac{\alpha_2}{U_у} = \frac{\frac{1}{c_1 p} \cdot \frac{k_г}{(r + r_в)(1 + T_в p)}}{1 + \frac{F r_a}{c_2}(1 + T_a p)(1 + T_м p) p \frac{1}{c_1 p}};$$

$$\frac{\alpha_2}{U_у} = \frac{\frac{k_г c_2}{(r + r_в)(c_1 c_2 + F r_a)}}{\left(\frac{F r_a T_a T_м}{c_1 c_2 + F r_a} p^2 + \frac{F r_a (T_a + T_м)}{c_1 c_2 + F r_a} p + 1\right)(1 + T_в p) p}$$

или окончательно

$$\frac{\alpha_2}{U_у} = \frac{k}{(T^2 p^2 + 2\zeta T p + 1)(1 + T_в p) p},$$

где

$$k = \frac{k_г c_2}{(r + r_в)(c_1 c_2 + F r_a)};$$

$$T = \sqrt{\frac{F r_a T_a T_м}{c_1 c_2 + F r_a}};$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{F r_a}{c_1 c_2 + F r_a} \cdot \frac{(T_a + T_м)^2}{4 T_a T_м}};$$

здесь $T_a = \frac{L_a}{r_a}$ — электромагнитная постоянная времени цепи якорей;

$T_м = \frac{J}{F}$ — механическая постоянная времени исполнительного двигателя и нагрузки;

$T_в = \frac{L_в}{r + r_в}$ — постоянная времени цепи управления.

4. РАБОТА ЭЛЕКТРОМАШИННОГО УСИЛИТЕЛЯ С ПОПЕРЕЧНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ НА ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Линеаризованную передаточную функцию работы электромашинного усилителя на исполнительный двигатель с независимым возбуждением (фиг. X. 19) можно получить из следующих уравнений:

Уравнение ЭМУ выведено в главе VIII:

$$U_у \mu_{xx} = E_a (1 + a_1 p + a_2 p^2) + I_a (R_ф + L_ф p).$$

Уравнение э. д. с. силовой цепи

$$E_a = k_\omega \omega + I_a (R_c + L_c p).$$

Уравнение моментов

$$M_э = k_J I_a = J p \omega - M_{вн}.$$

Совместное решение этих уравнений дает

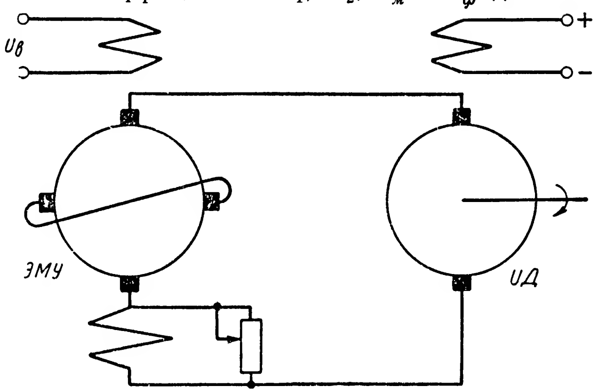
$$U_y\mu_{xx} = k_\omega\omega\{[1+\tau_м p(1+\tau_э p)](1+a_1p+a_2p^2)+\tau_м p(\zeta_н+\tau_ф p)\} -$$

$$- M_{вн}\frac{R_c}{K_з}[(1+a_1p+a_2p^2)(1+\tau_э p)+\zeta_н+\tau_м p],$$

где

$$\tau_м = \frac{9{,}81JR\partial}{k_\omega^2}.$$

Определение коэффициентов a_1, a_2, $\zeta_м$ и $\tau_ф$ дано в главе VIII.



Фиг. X. 19. Электрическая схема ЭМУ—ИД.

Для расчетов следящих систем логарифмическим методом можно представить эту формулу в виде

$$U_y\mu_{xx} = (1+A_1p+A_2p^2)(1+A_3p+A_4p^2)k_\omega\omega -$$

$$- M_{вн}\frac{R\partial}{k_\omega}(1+A_5p)(1+A_6p+A_7p^2).$$

Передаточная функция схемы ЭМУ—ИД при инерционной нагрузке будет

$$\frac{\omega}{U_y} = \frac{\frac{\mu_{xx}}{k_\omega}}{(1+A_1p+A_2p^2)(1+A_3p+A_4p^2)}.$$

При $\tau_{эк} \gg a_1$ и $\tau_н \gg a_1$ за приближенное значение этих коэффициентов можно принять

$$A_1 = \tau_p = \tau_н(1+\zeta_н) = \frac{9{,}81JR\partial}{k_\omega^2};$$

$$A_2 = A_5 = \tau_p\tau_{кз};$$

$$A_3 = A_6 = b_1;$$

$$A_4 = A_7 = b_1\tau_э.$$

Определение коэффициентов $\tau_{кз}$ и b_1 дано в главе VIII.

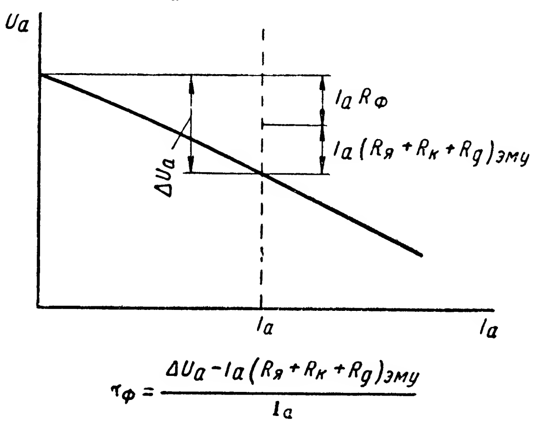
Действующее сопротивление находится из выражения

$$R_д = R_ц + R_ф.$$

Сопротивление цепи якорей электромашинного усилителя (ЭМУ) и исполнительного двигателя (ИД) включает активное сопротивление якоря, компенсационной обмотки и обмотки дополнительных полюсов ЭМУ и активное сопротивление якоря и дополнительных полюсов ИД:

$$R_ц = (R_я + R_к + R_{доб})_{ЭМУ} + (R_я + R_{доб})_{ИД} = (R_я + R_к + R_{доб})_{ЭМУ} + R_a.$$

Фиктивное сопротивление находится по произвольно выбранному значению тока нагрузки I_a по внешней характеристике ЭМУ. Метод



$$r_ф = \frac{\Delta U_a - I_a(R_я + R_к + R_g)_{эму}}{I_a}$$

Фиг. X. 20. Внешняя характеристика ЭМУ.

расчета $R_ф$ показан на фиг. X. 20. Электрическая постоянная времени цепи якорей равна $\tau_э = \frac{L_ц}{R_ц}$. Величина $L_ц$ или $\tau_э$ может быть определена экспериментально путем осциллографирования переходного процесса нарастания тока в цепи якорей ЭМУ и ИД при включении ее на источник напряжения постоянного тока. Однако $\tau_э$ можно оценить приближенно, исходя из следующих соображений:

э. д. с., наводимая в якоре исполнительного двигателя,

$$E_a = 4n_s \Phi w_я 10^{-8};$$

здесь n_s — число оборотов якоря в секунду;
Φ — магнитный поток одного полюса;
$w_я$ — число витков обмотки якоря.

$$\tau_э = \frac{L_ц}{R_ц} = \frac{1}{3} \cdot \frac{w_я^2}{R_ц} \lambda 10^{-8},$$

где λ — магнитная проводимость.

Заменим в выражении для E_a поток Φ через магнитодвижущую силу (ампер-витки возбуждения) и магнитную проводимость:

$$E_a = 4n_s \lambda w_в I_в w_я 10^{-8},$$

умножим и разделим правую часть этого выражения на $3w_я R_ц U_в R_a$ и затем умножим обе части на I_a:

$$I_a E_a = \frac{4n_s \lambda w_в I_в w_я 10^{-8} I_a 3w_я R_ц U_в R_a}{3w_я R_ц U_в R_a}.$$

В левой части получится мощность якоря. Комбинируя множители в правой части, получим

$$P_a = \tau_э 12 n_s P_в \frac{w_в}{U_в} \cdot \frac{I_a R_a}{w_я} \cdot \frac{R_ц}{R_я}$$

Отношение

$$\frac{\frac{I_a R_a}{w_я}}{\frac{U_в}{w_в}}$$

заменим отношением

$$\frac{\Delta_a l_a}{\Delta_в l_в},$$

где Δ_a — плотность тока в обмотке якоря;
$\Delta_в$ — плотность тока обмотки возбуждения;
l_a — длина витка обмотки якоря;
$l_в$ — длина витка обмотки возбуждения.

Тогда искомая постоянная времени

$$\tau_э = \frac{P_a}{P_в} \cdot \frac{R_a}{R_ц} \cdot \frac{1}{12 n_s} \cdot \frac{\Delta_в l_в}{\Delta_a l_a}.$$

Для двигателей мощностью до 10 *квт* можно рекомендовать отношение

$$\nu = \frac{1}{12} \cdot \frac{\Delta_в l_в}{\Delta_a l_a} \approx \frac{1}{25};$$

тогда

$$\tau_э = \nu \frac{P_a}{P_в} \cdot \frac{R_a}{R_ц} \cdot \frac{1}{n_s},$$

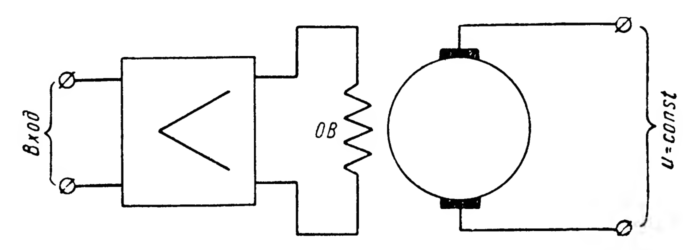
т. е. электрическая постоянная времени выражается через такие параметры машины, которые даны в каталоге или легко определяются.

5. УПРАВЛЕНИЕ ДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ПУТЕМ ИЗМЕНЕНИЯ ПОТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ

Одним из способов регулирования скорости двигателя постоянного тока является управление скоростью двигателя путем изменения тока возбуждения и, следовательно, магнитного потока при постоянном напряжении U в цепи якоря.

Способ регулирования скорости изменением потока возбуждения, как правило, сопровождается выполнением условия постоянства тока в цепи якоря.

Статические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости путем изменения потока возбуждения. Предположим, что двигатель постоянного тока с независимым возбуждением включен по схеме (фиг. X. 21), а его скорость регулируется путем изменения потока возбуждения при постоянной величине напряжения на якоре.



Фиг. X. 21. Схема включения двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения.

Из теории машин постоянного тока известно, что между крутящим моментом M_B, потоком возбуждения Ф и током якоря I_a существует соотношение

$$M_B = C_m \Phi I_a, \qquad (X.6)$$

где $C_m = \frac{pN10^{-8}}{2\pi a 9{,}81}$;

N — число проводников якоря;

a — число пар параллельных ветвей;

p — число пар полюсов.

В процессе изменения скорости вращения двигателя ток в цепи якоря I_a не остается величиной постоянной, а является функцией скорости. Зависимость тока якоря I_a от угловой скорости Ω может быть определена на основании уравнения, характеризующего равновесие электродвижущей силы и приложенного напряжения. По этому уравнению напряжение U, приложенное к цепи якоря, равно электродвижущей силе вращения (или противоэлектродвижущей силе):

$$E_n = \frac{pN10^{-8}}{60a} \cdot \frac{30}{\pi} \Omega \Phi = C_e \frac{30}{\pi} \Omega \Phi \qquad (X.7)$$

и падению напряжения на активном сопротивлении R_a в цепи якоря, если не учитывать э. д. с. самоиндукции, возникающей в переходном процессе. Следовательно,

$$U = \frac{30}{\pi} C_e \Omega \Phi + I_a R_a, \qquad (X.8)$$

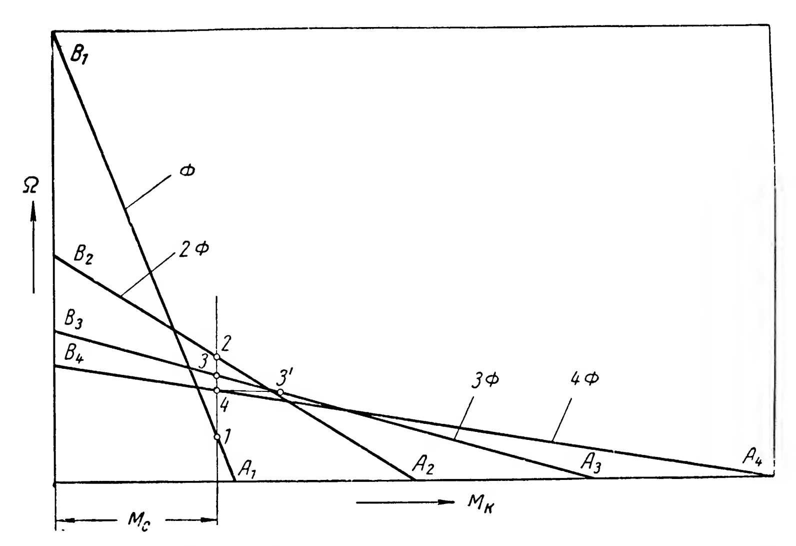
что и определяет связь между током I_a и угловой скоростью Ω в установившемся режиме.

Определив из выражения (X. 8) ток I_a и подставив полученный результат в уравнение (X. 6), получим уравнение механических

характеристик двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при регулировании скорости изменением потока возбуждения Ф:

$$M_B = \frac{C_м U}{R_a}\Phi - \frac{C_e C_м 30}{\pi R_a}\Phi^2\Omega. \qquad (X.9)$$

Считая неизменным напряжение в цепи якоря, т. е. $U = \text{const}$, можно построить семейство механических характеристик для различных значений потока Ф (фиг. X. 22). Механические характери-



Фиг. X. 22. Механические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения.

стики для этого случая являются прямыми A_1B_1; A_2B_2......A_iB_i, но в отличие от случая регулирования скорости двигателя изменением напряжения якоря не являются семейством параллельных прямых и пересекают оси момента и скорости под различными углами, величина которых зависит от величины потока Ф.

Если предположить, что на валу двигателя действует постоянный момент сопротивления M_c, то при величине потока 4Ф скорость двигателя определяется точкой *4* на характеристике A_4B_4. При уменьшении потока до величин 3Ф при том же моменте сопротивления M_c скорость двигателя в первый момент остается неизменной и двигатель переходит в режим, соответствующий точке *3'* механической характеристики A_3B_3, что нарушает равенство крутящего момента и момента сопротивления. В этом случае крутящий момент становится больше момента сопротивления, вследствие чего двигатель разгоняется, увеличивается скорость до тех пор, пока не наступит состояние установившегося режима, соответствующее точке *3* механической характеристики A_3B_3, где крутящий момент снова станет равным моменту сопротивления. Уменьшая далее поток до величины 2Ф,

аналогично увеличим скорость, определяемую точкой *2* на характеристике A_2B_2. Переход из точки *2* в точку *1* при уменьшении потока до Ф также сопровождается нарушением в первый момент времени равенства крутящего момента и момента сопротивления, но при этом крутящий момент становится меньше момента сопротивления, вследствие чего двигатель тормозится и уменьшает скорость до прихода в установившийся режим, соответствующий точке *1*.

Таким образом, при изменении потока Ф нет плавного изменения скорости двигателя, поэтому двигатель с такими характеристиками не может считаться пригодным для использования в следящих системах в качестве исполнительного элемента. Однако метод регулирования скорости двигателя изменением потока возбуждения может быть использован для специальных схем включения, позволяющих изменять вид механических характеристик.

На основании уравнения (X. 9) можно сделать вывод, что семейство механических характеристик (см. фиг. X. 22) может быть подобным семейству механических характеристик двигателя при регулировании скорости путем изменения напряжения на якоре. Для этого необходимо, чтобы ток I_a, проходящий через обмотку якоря, не являлся функцией скорости и был постоянной величиной. Так как ток I_a якорной цепи может быть определен уравнением

$$I_a = \frac{U}{R_a} - \frac{C_e \Phi 30}{\pi R_a} \Omega, \qquad (X.\,10)$$

то для осуществления этого условия необходимо выполнение следующего неравенства:

$$\frac{U}{R_a} \gg \frac{C_e \Phi 30}{\pi R_a} \Omega. \qquad (X.\,11)$$

Это неравенство будет удовлетворено, если в уравнении (X. 10) значительно уменьшить коэффициент, стоящий перед скоростью Ω, оставив без изменения величину $\frac{U}{R_a}$, путем увеличения сопротивления R_a и соответствующего увеличения напряжения U. Полагая, что увеличенные значения сопротивления и напряжения определяются соответственно величинами R_{a1} и U_1, получим

$$I_a \approx \frac{U_1}{R_{a1}} = \text{const} \qquad (X.\,12)$$

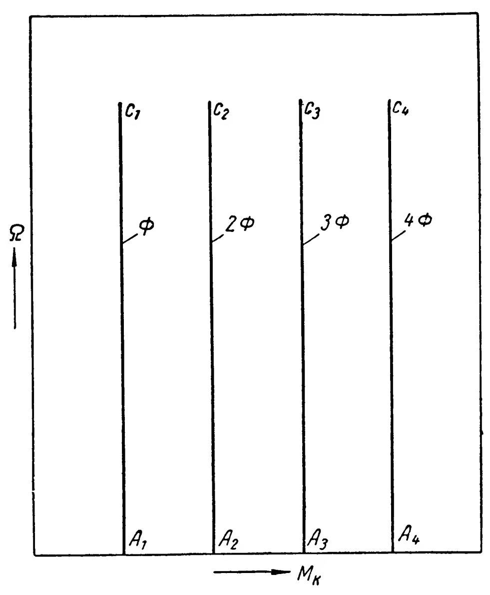
и, следовательно,

$$M_B \approx \frac{C_м U_1}{R_{a1}} \Phi. \qquad (X.\,13)$$

Механические характеристики, построенные по уравнению (X. 13) и представленные на фиг. X. 23, являются прямыми A_1C_1, $A_2C_2, \ldots, A_iC_i$, параллельными друг другу и в то же время оси скорости Ω.

Практически такие механические характеристики двигателя можно получить путем включения в якорную цепь последовательно с обмоткой якоря добавочного сопротивления $R_д$, величина которого выбирается из расчета выполнения равенства (X. 12)

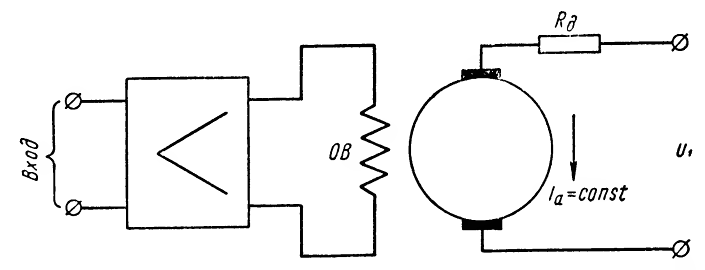
с тем, чтобы ток в якорной цепи в требуемом диапазоне скоростей оставался величиной постоянной. Введение в якорную цепь добавочного сопротивления $R_д$ уменьшает величину падения напряжения на зажимах якоря при прежней величине напряжения источника питания. Для сохранения номинального значения напряжения на зажимах необходимо напряжение источника питания увеличивать, что обычно и делается. Такой способ осуществления постоянства тока в якорной цепи при регулировании скорости двигателя изменением потока возбуждения приведен на фиг. X. 24.



Фиг. X. 23. Механические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения при постоянном токе в цепи якоря (I_a = const).

В практических условиях получить строго постоянный ток I_a, не зависящий от скорости, не удается. Поэтому механические характеристики нельзя считать строго параллельными оси Ω, что обусловливает наличие составляющей момента, пропорциональной скорости.

Таким образом, регулирование скорости двигателя постоянного тока путем изменения потока возбуждения осуществляется только при условии обеспечения I_a = const.



Фиг. X. 24. Схема включения двигателя постоянного тока при регулировании скорости изменением потока возбуждения при постоянном токе в цепи якоря (I_a= const).

Динамические характеристики двигателя постоянного тока при регулировании скорости путем изменения потока возбуждения. Рассмотренные характеристики двигателя являются статическими и определяют поведение двигателя в установившемся режиме.

Для определения поведения двигателя в переходном режиме необходимо составить уравнение движения двигателя, на основании которого могут быть найдены динамические характеристики. Уравнение движения может быть получено в результате рассмотрения уравнений электрического и механического равновесия.

Предположим, что двигатель постоянного тока включен по схеме, приведенной на фиг. X. 24, и регулирование скорости осуществляется изменением потока возбуждения при постоянном токе якоря.

Полагая, что крутящий момент двигателя преодолевает в переходном режиме, помимо динамического момента, обусловленного моментом инерции, статический момент сопротивления, состоящий из момента вязкого трения и некоторого момента постоянной величины, получим уравнение моментов:

$$M_B = J\frac{d\Omega}{dt} + \rho\Omega + M_c, \tag{X. 14}$$

где J — момент инерции всех вращающихся масс;
ρ — коэффициент вязкого трения;
M_c — статический момент сопротивления;
M_B — крутящий момент двигателя.

В уравнении (X. 14) крутящий момент M_B пропорционален току возбуждения и изменяется в соответствии с изменением этого тока. Так как ток, проходящий через обмотку якоря, в данной схеме поддерживается практически постоянным, то величина крутящего момента может быть определена по уравнению

$$M_B = Ki_в, \tag{X. 15}$$

где $K = C_м I_a K' = \text{const}$;
$i_в$ — ток возбуждения.

Следовательно, уравнение (X. 14) может быть записано в виде

$$Ki_в = J\frac{d\Omega}{dt} + \rho\Omega + M_c. \tag{X. 16}$$

В процессе управления работой двигателя ток в обмотке возбуждения не остается величиной постоянной. Так как обмотка обладает не только активным, но и индуктивным сопротивлением, определяемым коэффициентом самоиндукции, то изменение тока возбуждения в переходном режиме можно определить с помощью уравнения

$$u_в = i_в R_в + L_в\frac{di_в}{dt}, \tag{X. 17}$$

где $u_в$ — напряжение возбуждения;
$R_в$ — активное сопротивление цепи возбуждения;
$L_в$ — коэффициент самоиндукции обмотки возбуждения.

Определяя величину тока $i_в$, а также производную $\frac{di_в}{dt}$ из уравнения (X. 16) и подставляя полученные значения в выражение (X. 17), найдем уравнение движения двигателя постоянного тока при регу-

лировании скорости его путем изменения потока возбуждения при постоянном токе в обмотке якоря в следующем виде:

$$T_в T_м \frac{d^2\Omega}{dt^2} + (T_в + T_м)\frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{Ku_в}{R_в\rho} - \frac{M_c}{\rho}, \qquad (X.18)$$

где $T_м = \frac{J}{\rho}$ — электромеханическая постоянная времени;

$T_в = \frac{L_в}{R_в}$ — постоянная времени цепи обмотки возбуждения.

Уравнение (X. 18) позволяет определить динамические характеристики двигателя.

Сравнивая это уравнение с уравнением движения двигателя при регулировании скорости путем изменения напряжения на якоре, можно сделать вывод, что быстродействие двигателя при управлении путем изменения потока возбуждения меньше, чем при управлении путем изменения напряжения на якоре. Это подтверждается тем, что при регулировании скорости изменением потока возбуждения на быстроту реакции двигателя оказывает влияние не только электромеханическая постоянная времени $T_м$, но и постоянная времени цепи обмотки возбуждения $T_в$. Кроме того, электромеханическая постоянная времени $T_м$ при управлении двигателем путем изменения потока возбуждения, определяемая уравнением

$$T_м = \frac{J}{\rho},$$

больше электромеханической постоянной времени при управлении двигателем путем изменения напряжения на якоре, определяемой уравнением

$$T_м = \frac{J}{\rho + f_д}.$$

При сравнении двух указанных способов регулирования скорости следует иметь в виду, что при управлении двигателем путем изменения потока возбуждения обмотка возбуждения обычно включается в анодную цепь электронных ламп, которые имеют большое внутреннее сопротивление, вследствие чего постоянная времени цепи возбуждения $T_в$ значительно меньше электромеханической постоянной времени $T_м$. Поэтому можно считать, что переходной процесс двигателя в основном определяется электромеханической постоянной времени.

Передаточная функция двигателя постоянного тока при регулировании скорости путем изменения потока возбуждения. При исследовании систем автоматического регулирования, систем автоматического управления и следящих систем пользуются понятием об элементарных динамических звеньях, что значительно упрощает и одновременно делает более наглядным проводимое исследование.

Обычно элементарные динамические звенья характеризуются так называемыми передаточными функциями, которые дают представление о динамических свойствах того или иного элемента. При

этом одна и та же передаточная функция может характеризовать динамические свойства различных элементов, которые имеют одинаковые по структуре дифференциальные уравнения, но выполняют разные функции и имеют различную конструкцию.

Двигатель постоянного тока как динамическая система также может быть представлен в виде передаточной функции, соответствующей одному или нескольким элементарным динамическим звеньям.

Считая, что нагрузка двигателя определяется динамическим моментом и моментом, пропорциональным скорости, а момент $M_c = 0$, представим уравнение (X. 18) в операторной форме:

$$[T_в T_м p^2 + (T_в + T_м) p + 1] \Omega = K' u_в. \qquad (X.19)$$

Учитывая $\Omega = p\theta$, получим передаточную функцию двигателя при регулировании скорости путем изменения потока возбуждения в следующем виде:

$$\frac{\theta}{u_в} = \frac{K'}{p(T_м p + 1)(T_в p + 1)}, \qquad (X.20)$$

где $K' = \frac{K}{R_в \rho}$.

Эта передаточная функция показывает, что двигатель как динамическая система (при регулировании скорости путем изменения потока возбуждения) может быть представлен сочетанием трех динамических звеньев: интегрирующего звена $\frac{1}{p}$ и двух апериодических звеньев $\frac{1}{T_в p + 1}$; $\frac{K'}{T_м p + 1}$.

Если $T_в \ll T_м$, то передаточная функция двигателя имеет вид

$$\frac{\theta}{u_в} = \frac{K'}{p(T_м p + 1)}. \qquad (X.21)$$

Как известно, по передаточной функции можно определить частотные характеристики, если в выражение передаточной функции вместо оператора p подставить величину $j\omega$.

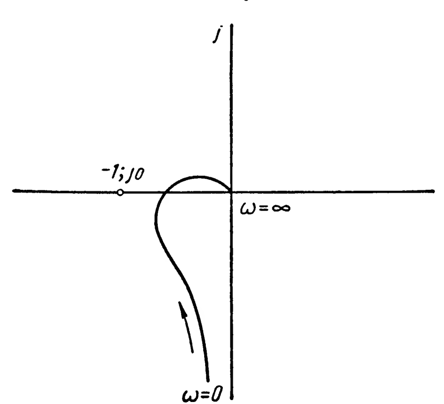
Для двигателя, у которого скорость регулируется изменением потока возбуждения, подстановка $p = j\omega$ в уравнение (X. 20) дает

$$W(j\omega) = \frac{K'}{j\omega(T_м j\omega + 1)(T_в j\omega + 1)}. \qquad (X.22)$$

Формула (X. 22) определяет амплитудно-фазовую характеристику двигателя, у которого в качестве выходного параметра принимается угол поворота. Эта формула показывает, что при входном воздействии в виде гармонической функции времени на выходе возникают вынужденные колебания, также являющиеся гармонической функцией времени, с той же частотой ω, как и у воздействия, но имеющие другие амплитуду и фазу. Амплитуда и фаза выходных колебаний являются функцией частоты ω. При изменении последней от 0 до ∞ амплитуда, определяемая как модуль выражения (X. 22), уменьшается, а фаза, характеризующая отставание выходных колебаний

относительно колебаний на входе и определяемая соотношением мнимой и действительной частей выражения (X. 22), увеличивается.

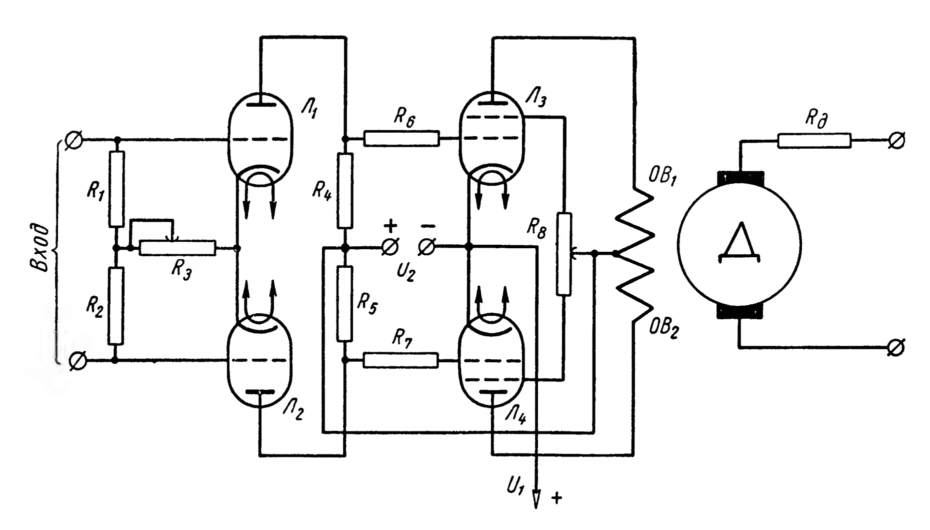
Результат построения амплитудно-фазовой характеристики по уравнению (X. 22) на комплексной плоскости путем задавания различных значений частоты ω и определения геометрического места концов вектора $W(j\omega)$ приведен на фиг. X. 25.



Фиг. X. 25. Амплитудно-фазовая характеристика.

Соединив какую-либо точку амплитудно-фазовой характеристики, например соответствующую частоте ω_i, с началом координат вектором $W(j\omega_i)$, можно определить амплитуду выходных колебаний по длине этого вектора, а фазу — как угол, образованный вектором $W(j\omega_i)$ с положительной действительной осью.

Управление двигателем постоянного тока с помощью электронного усилителя. Управление двигателями постоянного тока с независимым возбуждением в маломощных следящих приводах мощно-



Фиг. X. 26. Схема управления двигателем постоянного тока при помощи электронного усилителя.

стью от нескольких ватт до нескольких десятков ватт может быть осуществлено с помощью электронных ламп.

Особенности проектируемой схемы управления во многом зависят от типа двигателя и от способа регулирования скорости.

На фиг. X. 26 представлена принципиальная схема усилителя, предназначенного для управления двигателем постоянного тока изменением тока возбуждения.

Управляющий усилитель состоит из предварительного усилителя постоянного тока $Л_1$, $Л_2$ и усилителя мощности $Л_3$, $Л_4$. Предварительный усилитель предназначен для усиления сигнала постоянного тока до величины, достаточной для управления мощным выходным каскадом $Л_3$, $Л_4$. В анодную цепь выходного каскада включены обмотки возбуждения OB_1 и OB_2 двигателя постоянного тока, действующие навстречу друг другу. Якорная обмотка двигателя подключена к источнику постоянного тока через сопротивление $R_д$, обеспечивающее практическую независимость тока якоря от скорости вращения его.

Особенностью схемы является наличие раздельных источников анодного питания U_1 и U_2. Источником анодного питания предварительного усилителя является суммарное напряжение $U_1 + U_2$, а источником анодного питания усилителя мощности—напряжение U_2.

По схеме (фиг. X. 26) напряжение смещения на управляющих сетках $Л_3$ и $Л_4$ определяется разностью между напряжением питания U_2 и падением напряжения на сопротивлениях R_4 или R_5.

Очевидно, величина напряжения смещения на управляющих сетках $Л_3$ и $Л_4$ зависит от режима работы ламп $Л_1$ и $Л_2$ предварительного усилителя. Путем изменения сопротивления R_3 можно выбрать нужное положение рабочей точки на характеристиках ламп предварительного усилителя и установить необходимый режим работы.

Предположим, что входной сигнал равен нулю. В этом случае анодный ток в лампе $Л_1$ равен анодному току в лампе $Л_2$ и, следовательно, напряжения на управляющих сетках $Л_3$ и $Л_4$ и анодные токи этих ламп при симметрии схемы равны друг другу. Так как обмотки возбуждения OB_1 и OB_2 включены встречно, то результирующий магнитный поток возбуждения, определяемый разностью анодных токов, равен нулю и якорь двигателя неподвижен. Если на входе предварительного усилителя действует напряжение входного сигнала, отличное от нуля, и при этом управляющая сетка лампы $Л_1$ имеет более положительный потенциал, чем управляющая сетка лампы $Л_2$, то анодный ток в лампе $Л_1$ больше анодного тока в лампе $Л_2$, и поэтому потенциал управляющей сетки лампы $Л_3$ выходного каскада уменьшается, а потенциал управляющей сетки лампы $Л_4$ увеличивается. Это нарушает равенство анодных токов в лампах $Л_3$ и $Л_4$ и вызывает результирующий магнитный поток, не равный нулю, вследствие чего якорь двигателя начинает вращаться. При изменении полярности входного напряжения изменение токов в лампах $Л_1$, $Л_2$, $Л_3$ и $Л_4$ осуществляется в обратном направлении, что вызывает изменение направления результирующего магнитного потока и, следовательно, изменение направления вращения якоря двигателя.

Следует иметь в виду, что в момент изменения направления вращения на обмотках возбуждения OB_1 и OB_2 могут возникнуть боль-

шие перенапряжения, приводящие к пробою изоляции. Для предотвращения этого обмотки возбуждения OB_1 и OB_2 обычно шунтируют сопротивлениями, которые на схеме фиг. X. 6 не показаны.

Для балансировки схемы управляющего усилителя в цепи экранных сеток ламп $Л_3$ и $Л_4$ мощного выходного каскада включено переменное сопротивление R_8.

В некоторых случаях для обеспечения требуемой мощности на выходе, необходимой для питания обмоток возбуждения, в каждом плече усилителя мощности включают по две лампы параллельно.

Недостаток схемы, изображенной на фиг. X. 26, заключается в относительно большой потере мощности в добавочном сопротивлении $R_д$ в цепи якоря.

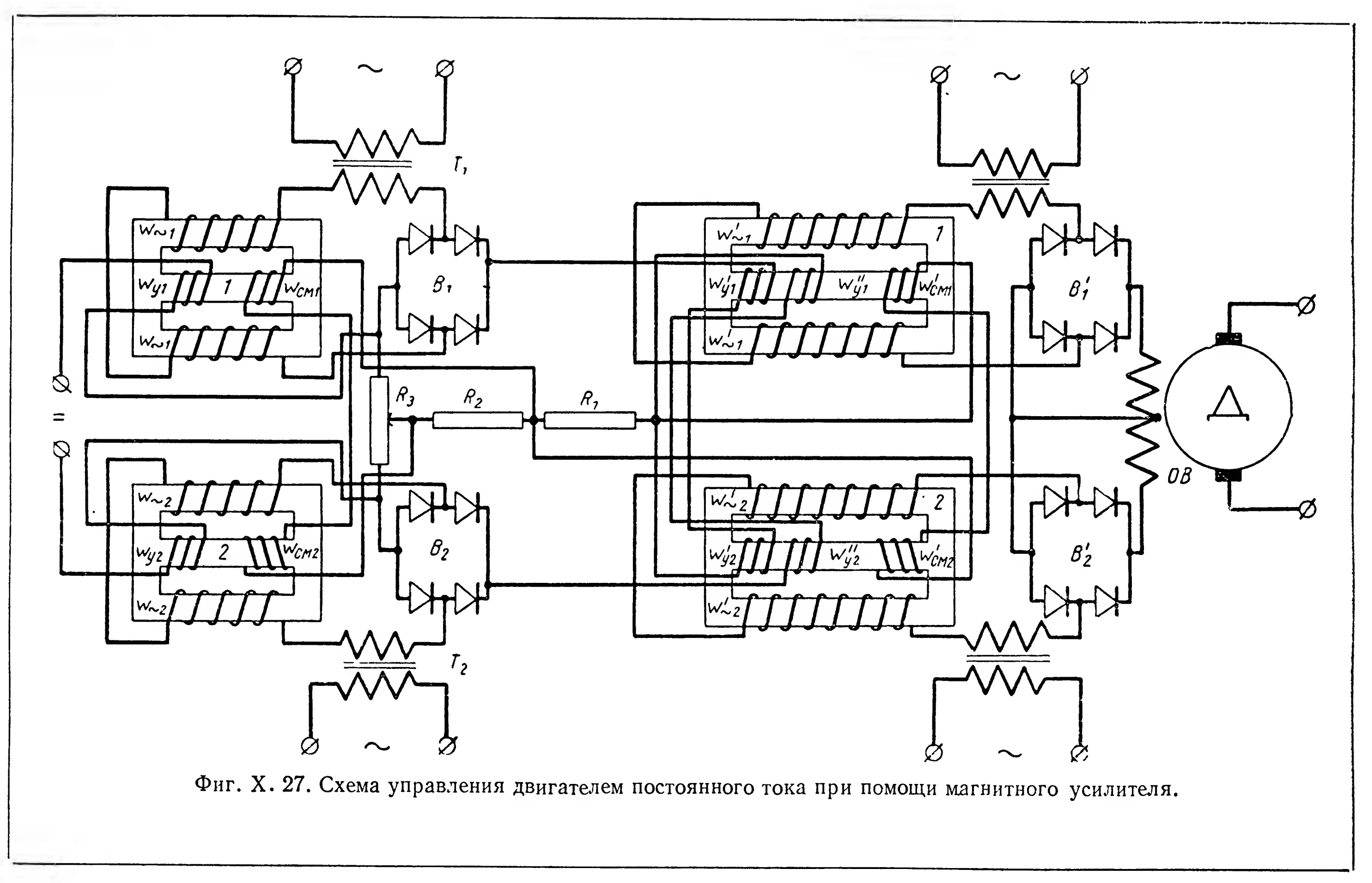
Управление двигателем постоянного тока с помощью магнитного усилителя. Во многих случаях двигатель постоянного тока с независимым возбуждением управляется с помощью магнитных усилителей. Одна из возможных схем управления двигателем при регулировании скорости путем изменения потока возбуждения показана на фиг. X. 27.

Магнитный усилитель является двухтактным, состоит из двух каскадов и имеет выход на постоянном токе.

Первый каскад магнитного усилителя состоит из двух трехстержневых сердечников, на средних стержнях которых расположены обмотки управления и обмотки смещения, а на крайних стержнях — обмотки переменного тока. Если входной управляющий сигнал U_y равен нулю, то обмотки переменного тока $w_{\sim 1}$ и $w_{\sim 2}$ в первом и втором сердечниках имеют одинаковые сопротивления, вследствие чего по обмоткам управления второго каскада w'_{y1}, w'_{y2} и w''_{y1}, w''_{y2} проходят равные, но противоположно направленные постоянные токи. Следовательно, результирующий ток нагрузки, равный разности токов в обмотках w'_{y1}, w'_{y2} и w''_{y1}, w''_{y2} будет равен нулю.

При управляющем сигнале, отличном от нуля, один из сердечников намагничивается сильнее, а другой в меньшей степени, или в одном из них поле смещения и поле управления действуют в одном направлении, а в другом встречно. Это нарушает равенство токов в обмотках $w_\sim$ в первом и втором сердечниках, а также токов в обмотках управления w'_{y1}, w'_{y2} и w''_{y1}, w''_{y2} второго каскада. Результирующий ток нагрузки в этом случае не будет равен нулю, и его направление будет определяться направлением большего из токов в рассмотренных обмотках управления.

В схеме, приведенной на фиг. X. 27, в качестве смещающего напряжения, предназначенного для питания обмоток $w_{см1}$ и $w_{см2}$, включенных последовательно и встречно, используется падение напряжения на сопротивлении R_2. Как это видно из схемы, по сопротивлениям R_1 и R_2 проходят постоянный ток нагрузки первого дросселя, т. е. ток в обмотках управления w'_{y1} и w'_{y2}, и постоянный ток нагрузки второго дросселя, т. е. ток в обмотках управления w''_{y1} и w''_{y2}. Оба тока проходят по сопротивлениям R_1 и R_2 в одном направ-



Фиг. X. 27. Схема управления двигателем постоянного тока при помощи магнитного усилителя.

лении, и поэтому падение напряжения на сопротивлении R_2 будет определяться результирующим током, равным сумме токов нагрузки первого и второго дросселей.

Так как при нормальных условиях работы магнитного усилителя увеличение тока нагрузки первого дросселя на некоторую величину сопровождается уменьшением тока нагрузки второго дросселя на ту же величину, то суммарный ток в сопротивлениях R_1 и R_2 остается неизменным и не зависит от величины входного управляющего сигнала. Это обеспечивает постоянство тока в обмотках смещения $w_{см1}$ и $w_{см2}$.

Второй каскад магнитного усилителя также состоит из двух трехстержневых сердечников, каждый из которых имеет на среднем стержне две обмотки управления и одну обмотку смещения, а на крайнем — две обмотки переменного тока.

Особенностью этого каскада является то, что каждый дроссель имеет по две обмотки управления, которые включаются в схему так, чтобы подмагничивающие поля по каждой из обмоток управления w'_{y1} и w''_{y1} или w'_{y2} и w''_{y2} двух дросселей были направлены встречно и чтобы результирующее подмагничивающее поле управления определялось результирующим разностным током нагрузки первого каскада. Так, например, обмотка управления w'_{y1} первого дросселя второго каскада обтекается током нагрузки первого дросселя первого каскада, а вторая обмотка управления w''_{y1} того же дросселя обтекается током нагрузки второго дросселя первого каскада. Поэтому при встречном включении этих обмоток результирующее подмагничивающее поле управления в первом дросселе второго каскада будет определяться разностным током нагрузки.

Обмотки смещения $w'_{см1}$ и $w'_{см2}$ второго каскада включены последовательно, и по аналогии с первым каскадом создают подмагничивающее поле, которое в одном из дросселей направлено согласно с управляющим подмагничивающим полем, а в другом встречно. В качестве источника смещающего напряжения для второго каскада используется падение напряжения на сопротивлении R_1.

Таким образом, при входном сигнале $U_y = 0$ начальные значения токов в обмотках управления w'_{y1} и w''_{y1}, а также в обмотках w'_{y2} и w''_{y2} создают подмагничивающие поля, взаимно компенсирующие друг друга, что обусловливает равенство токов в двух половинках обмотки возбуждения *ОВ* двигателя постоянного тока. Так как эти токи направлены встречно, то результирующий поток возбуждения равен нулю и двигатель неподвижен. Входной сигнал $U_y \neq \neq 0$ вызывает увеличение или уменьшение тока в обмотках управления w'_{y1} и w'_{y} и соответственно уменьшение или увеличение тока в обмотках управления w''_{y1} и w''_{y2}. Появляются управляющее подмагничивающее поле и поток возбуждения, что и вызывает вращение двигателя. Изменение направления вращения осуществляется изменением полярности входного сигнала.

Для балансировки схемы и установления нуля на выходе при нулевом сигнале на входе в схеме предусмотрен потенциометр R_3, включенный в контур выпрямителей B_1 и B_2 и в цепь обмоток управления w_{y1} и w_{y2} первого каскада усиления. Перемещение движка потенциометра в ту или иную сторону при разомкнутой цепи обмоток управления первого каскада не вызывает практически заметного изменения токов в контурах выпрямителей B_1 и B_2. Замыкая входную цепь и перемещая движок R_3, можно получить значительное изменение токов в контурах выпрямителей B_1 и B_2, так как при этом напряжение, падающее на сопротивлении R_3, вызывает в цепи обмоток управления w_{y1} и w_{y2} ток, который в одном из дросселей увеличивает подмагничивающее поле, а в другом уменьшает (поток управления и поток смещения направлены встречно). Очевидно, можно выбрать такое положение движка, при котором на выходе схемы устанавливается нуль при нулевом входном сигнале.

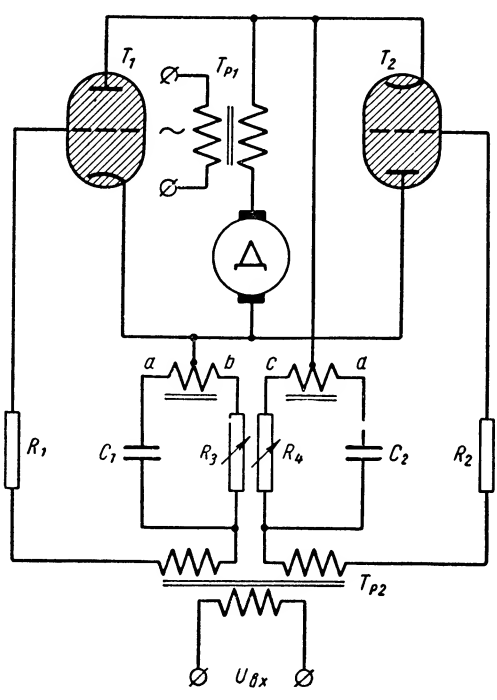
Если входной сигнал отличен от нуля, то на сопротивлении R_3 будет падать напряжение, имеющее две составляющие, одна из которых пропорциональна перемещению движка от средней точки потенциометра R_3, а вторая — разностному току нагрузки. Первая составляющая при изменении тока нагрузки остается неизменной и обеспечивает баланс схемы. Вторая составляющая, пропорциональная току нагрузки, при изменении последнего обеспечивает положительную обратную связь.

Управление двигателем постоянного тока с помощью тиратронного усилителя. В следящих системах в качестве управляющего элемента могут быть использованы тиратронные усилители, имеющие ряд преимуществ, благодаря которым они применяются для управления двигателем постоянного тока. К числу этих преимуществ следует отнести небольшое падение напряжения (10—20 *в*) на тиратроне, практически не зависящее от тока, что обеспечивает высокий к. п. д. тиратронных усилителей и позволяет использовать их для управления значительной мощностью при незначительной мощности, затрачиваемой во входной цепи. Тиратронные усилители могут быть использованы для управления двигателями постоянного тока с небольшим входным сопротивлением. Они имеют малую инерционность, ограниченный срок службы и требуют определенное время на запуск, что является их недостатком.

На фиг. X. 28 представлена схема тиратронного усилителя, предназначенного для однополупериодного управления двигателем постоянного тока с независимым возбуждением. Принцип работы схемы заключается в следующем.

Как известно, в тиратроне после его зажигания управляющая сетка теряет свое управляющее действие. Для применения тиратронов в схемах управления и для осуществления регулирования величины выпрямленного тока необходимо иметь возможность изменять момент зажигания тиратрона, а также возможность прекращать газовый разряд в тиратроне путем создания разности потенциалов между анодом и катодом, меньшей по величине, чем напряжение зажигания. Для этого тиратроны в схемах управления обычно пита-

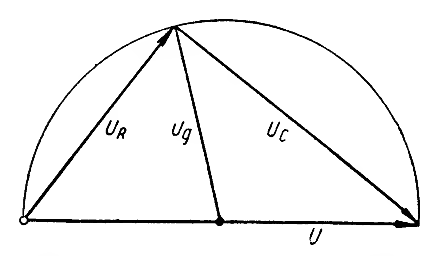
ются переменным напряжением, что обеспечивает горение тиратрона в положительный полупериод анодного напряжения и прекращение разряда в отрицательный полупериод, когда анодное напряжение меньше напряжения. зажигания. Момент зажигания тиратрона в положительный полупериод определяется величиной напряжения на управляющей сетке. Если на управляющую сетку подается напряжение постоянного тока, то изменением величины этого напряжения можно получить плавное изменение выпрямленного анодного тока от величины, соответствующей горению тиратрона в течение целого положительного полупериода анодного напряжения, до величины, определяемой горением тиратрона в течение половины полупериода. Это не всегда оказывается удобным. Поэтому для расширения пределов изменения анодного тока на управляющую сетку тиратрона подают переменное напряжение. Момент зажигания тиратрона в этом случае будет определяться фазовым сдвигом напряжений на аноде и на сетке. Имея возможность управлять величиной фазового сдвига, можно осуществлять управление величиной анодного тока тиратрона от нуля до максимального значения.



Фиг. X. 28. Схема тиратронного усилителя для однополупериодного управления двигателем постоянного тока с независимым возбуждением.

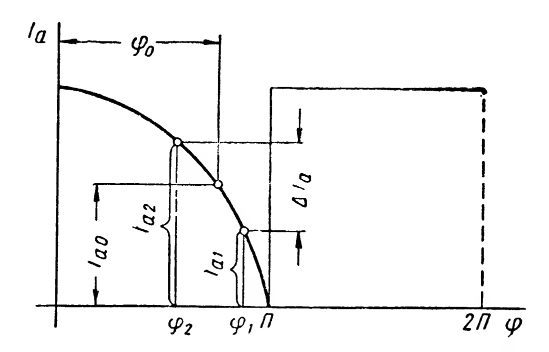
В схеме (фиг. X. 28) тиратроны T_1 и T_2 питаются переменным напряжением от источника через трансформатор T_{p1} и включены в схему так, что в один и тот же момент времени на их анодах действуют напряжения, сдвинутые по фазе на 180°. Последовательно со вторичной обмоткой питающего трансформатора T_{p1} включена обмотка ротора двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, являющегося нагрузкой для данной схемы. В цепях управляющих сеток тиратронов включены фазосдвигающие мосты, состоящие из обмоток ab и cd трансформатора T_{p1}, конденсаторов C_1 и C_2 и сопротивлений R_3 и R_4, а также вторичные обмотки входного трансформатора T_{p2}. При отсутствии входного сигнала, т. е. при $u_{вх} = 0$, на управляющих сетках тиратронов будут действовать переменные напряжения одинаковой амплитуды, снимаемые с диагонали фазосдвигающих мостов. Эти напряжения могут иметь различ-

ную фазу относительно анодного напряжения, величина которой зависит от величин сопротивлений R_3 и R_4. Независимо от этого напряжения, снимаемые с фазосдвигающих мостов, благодаря соответствующему включению последних, между собой должны находиться в противофазе, а по отношению к анодным напряжениям должны отставать от них в пределах фазового угла от 0 до π. Векторная диаграмма (фиг. X. 29), построенная для одного из фазосдвигающих мостов, поясняет сказанное. Вектор U_R, характеризующий падение напряжения на сопротивлении R_3 или R_4, всегда будет направлен под углом 90° к вектору U_c, характеризующему падение напряжения на конденсаторе C_1 или C_2. Сумма двух векторов U_R и U_c дает вектор напряжения на обмотках ab или cd, который совпадает по фазе с анодным напряжением на тиратронах T_1 и T_2.



Фиг. X. 29. Векторная диаграмма фазосдвигающего моста.

Соединив середину суммарного вектора $\dot{U}$ с вершиной прямого угла вектором U_g, получим напряжение, снимаемое с диагонали моста на управляющую сетку тиратрона. Так как напряжение на обмотках ab и cd является постоянным по амплитуде, то изменение сопротивлений R_3 и R_4 вызывает только перераспределение падения напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 и сопротивлениях R_3 и R_4 без изменения фазового угла между векторами U_R и U_c, вследствие чего конец вектора U_g скользит по окружности, центр которой расположен в начале вектора U_g, а диаметр равен длине суммарного вектора U. При повороте вектора U_g модуль последнего остается постоянным, а фазовый угол относительно суммарного вектора или вектора анодного напряжения изменяется.



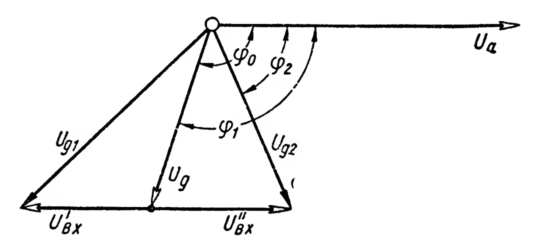
Фиг. X. 30. Зависимость анодного тока тиратрона от величины фазового сдвига между напряжениями сетки и анода.

Если построить характеристику, представляющую зависимость величины анодного тока тиратрона от величины фазового сдвига между напряжениями сетки и анода, то получим кривую (фиг. X. 30), в соответствии с которой при фазовом сдвиге, равном нулю, анодный ток имеет максимальную величину и по мере увеличения фазового сдвига в сторону отставания плавно уменьшается, принимая нулевое значение, когда $\varphi = \pi$. При дальнейшем увеличении фазового

сдвига резко (скачкообразно) увеличивается анодный ток до максимума без последующих изменений в пределах $\pi < \varphi < 2\pi$.

Таким образом при нулевом входном сигнале в положительный полупериод анодного напряжения для тиратрона T_1 величина анодного тока этого тиратрона, равная I_{a0}, определяется величиной фазового сдвига φ_0, отстающего по фазе сеточного напряжения, снимаемого с фазосдвигающего моста и представляющего собой начальное сеточное смещение.

В последующий полупериод анодного напряжения газовый разряд в первом тиратроне прекращается и зажигается тиратрон T_2, для которого этот полупериод является положительным. Анодный ток тиратрона T_2 также равен I_{a0} и определяется тем же фазовым сдвигом φ_0 отстающего по фазе сеточного напряжения, снимаемого со второго фазосдвигающего моста. Вследствие того что анодные токи тиратронов равны по величине и проходят по обмотке якоря двигателя в противоположные стороны, двигатель остается неподвижным. При входном сигнале $u_{вх}$, отличном от нуля, со вторичных обмоток входного трансформатора T_{p2} снимаются напряжения сигнала ошибки $u'_{вх}$ и $u''_{вх}$, взаимно противоположные по фазе. Так как фазосдвигающие мосты и вторичные обмотки включены последовательно, то результирующее напряжение на управляющей сетке может быть найдено путем геометрического сложения векторов начального смещения U_g и напряжения сигнала ошибки $U'_{вх}$ или $U''_{вх}$ с учетом того, что в одном тиратроне анодное напряжение U_a и напряжение сигнала ошибки (например, $U''_{вх}$) совпадают по фазе, а в другом находятся в противофазе. Из векторной диаграммы (фиг. X. 31) видно, что входной сигнал в тиратроне T_1 увеличивает фазовый угол до величины φ_1, а в тиратроне T_2 уменьшает до величины φ_2. Следовательно, анодный ток первого тиратрона уменьшается, в то время как во втором тиратроне увеличивается. Результирующий ток в обмотке якоря будет определяться разностью анодных токов, и двигатель при этом начнет вращаться. Изменение фазы входного сигнала на 180° сопровождается опрокидыванием фаз напряжений $u'_{вх}$ и $u''_{вх}$. Результатом этого является увеличение анодного тока T_1 и уменьшение анодного тока T_2 и, следовательно, изменение направления разностного тока в обмотке якоря при прежнем направлении потока возбуждения двигателя. Вследствие этого двигатель реверсируется.



Фиг. X. 31. Векторная диаграмма.

Характеристика, приведенная на фиг. X. 30, а также векторная диаграмма на фиг. X. 31 позволяют сделать следующие выводы. Для наиболее резкого изменения анодного тока следует начальный

сдвиг по фазе φ_0 выбирать в пределах 100—140°. С уменьшением начального смещения U_g возрастает чувствительность, так как при этом для одной и той же амплитуды входного сигнала разность между фазовыми углами φ_1 и φ_2 возрастает, что соответствует большей величине ΔI_a.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гинсбург С. Г., Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях, «Советское радио», 1954.
2. Ермолин Н. П., Переходные процессы в машинах постоянного тока, Госэнергоиздат, 1951.
3. Иосифьян А. Г., Каган Б. М., Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1954.
4. Морозов Д. П., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1950.
5. Петров Г. Н., Электрические машины, Госэнергоиздат, ч. II, 1947.
6. Постников И. М., Проектирование электрических машин, Госиздат УССР, 1952.
7. Чиликин М. Г., Общий курс электропривода, Госэнергоиздат, 1953.
8. Юдицкий С. Б., Коммутация машин постоянного тока, Госэнергоиздат, 1941.
9. Якименко Н. М., Электромашинный усилитель как элемент регулирующей системы, «Электричество» № 9, 1948.

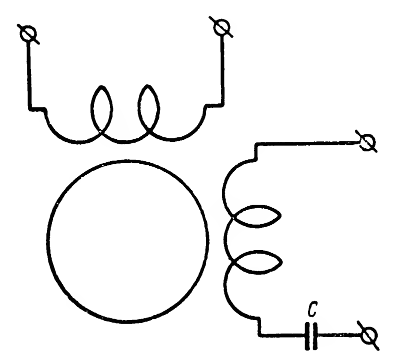
ГЛАВА XI

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ДВУХФАЗНЫМИ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Двухфазные асинхронные двигатели широко применяются в системах автоматического регулирования и маломощных следящих системах приборного типа. Особенно широкое распространение получили двухфазные асинхронные двигатели с ротором в виде полого тонкостенного цилиндра (стакана).

К преимуществам двухфазных двигателей относятся: отсутствие щеток и коллектора, незначительный момент инерции ротора, простота и стабильность усиления управляющего сигнала с помощью усилителей переменного тока. Это позволяет применять двигатели в следящем приводе в качестве исполнительного элемента.

Двухфазный асинхронный двигатель имеет короткозамкнутый ротор, выполненный в виде «беличьей клетки», образованной несколькими проводниками, расположенными в пазах вдоль цилиндрической поверхности ротора, замкнутыми накоротко в обеих торцовых частях поперечными кольцами, или в виде тонкостенного полого стакана, внутри которого обычно размещается неподвижный магнитопровод. Статор двигателя, выполненный в виде пакета из стальных пластин с пазами вдоль расточки, имеет две обмотки, которые укладываются в эти пазы так, чтобы магнитные оси их для двухполюсной машины были взаимно-перпендикулярными. Одна из обмоток статора — возбуждающая — подключается к источнику питания переменного тока с фиксированным напряжением, а другая — управляющая — обычно питается напряжением переменного тока той же частоты, что и напряжение возбуждения, но через управляющий усилитель. Для нормальной работы двигателя необходимо, чтобы оба напряжения были сдвинуты друг по отношению к другу по фазе на $\frac{\pi}{2}$. В этом случае возникает вращающееся магнитное поле, которое может быть круговым при одинаковых амплитудах магнитных потоков, действующих вдоль магнитных осей обмоток управления и возбуждения, и эллиптическим, если амплитуды магнитных потоков не равны друг другу. Вращающееся магнитное поле индуктирует в стержнях или соответственно в стенках ротора токи, которые, взаимодействуя с магнитным потоком, обусловливают появление вращающего момента, увлекающего ротор в сторону вращения магнитного поля.

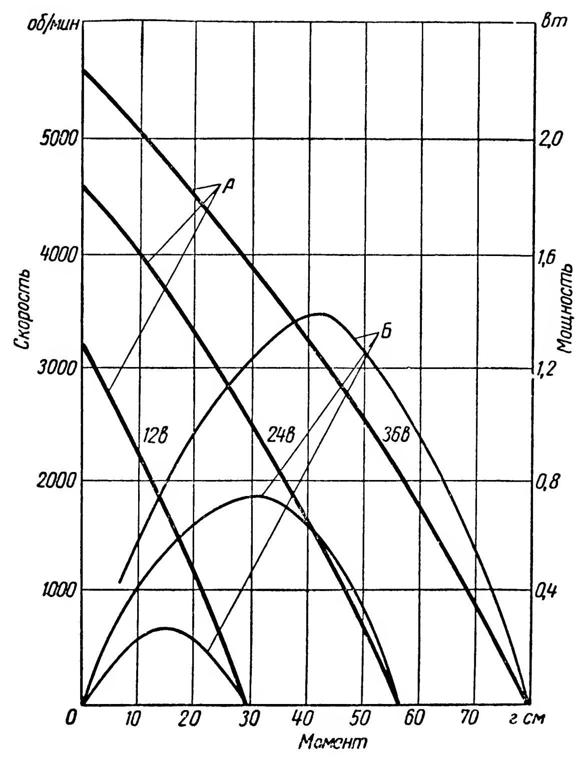


Фиг. XI. 1. Схема включения обмоток двигателя и емкости C.

Фиг. XI. 2. Конструкция двухфазного двигателя с тонкостенным ротором.

Для изменения направления вращения ротора достаточно изменить фазу управляющего напряжения на 180°, что влечет за собой изменение направления вращения поля.

Для получения оптимального фазового сдвига $\frac{\pi}{2}$ между управляющим напряжением и напряжением обмотки возбуждения последовательно с обмоткой возбуждения включают емкость (фиг. XI. 1).



Фиг. XI. 3. Характеристики двигателя.

На фиг. XI. 2 приведена конструкция одного из образцов двухфазного двигателя с тонкостенным ротором, рассчитанного на мощность около 4 *вт*. Обмотки управления и возбуждения *1* расположены на статоре и являются неподвижными. Ротор *2* выполнен в виде полого стакана из немагнитного материала (алюминия или меди) для исключения влияния эксцентрицитета. В случае выполнения ротора из железа наличие эксцентрицитета обусловливает притяжение ротора в положениях минимального зазора и неустойчивое вращение, особенно при небольших напряжениях на обмотке управления. Толщина стенки стакана в маломощных двигателях 0,15—0,2 *мм*, а в более мощных двигателях 0,3—0,9 *мм*.

Кривые *А* (фиг. XI. 3) дают зависимость вращающего момента от скорости вращения при напряжении на обмотке возбуждения 36 *в*

(400 *гц*) и напряжениях на обмотке управления 12, 24 и 36 *в* (400 *гц*). Кривые *Б* характеризуют механическую мощность двигателя при изменении скорости вращения и при указанных выше напряжениях на обмотках. Механические характеристики *А* двигателя являются падающими с отрицательным углом наклона на всем диапазоне изменения скорости, что обеспечивает более устойчивую работу следящего привода, где в качестве исполнительного элемента применяется двухфазный двигатель. Механические характеристики, подобные тем, которые показаны на этой фигуре, могут быть получены при повышенном активном сопротивлении ротора. В двухфазных двигателях с ротором типа «беличьей клетки» повышение активного сопротивления ротора может быть достигнуто путем изготовления стержней клетки, изготовленных из материалов с большим удельным сопротивлением, или путем уменьшения сечения медных проводников «беличьей клетки», как это осуществляется, например, в двигателях серии АСМ.

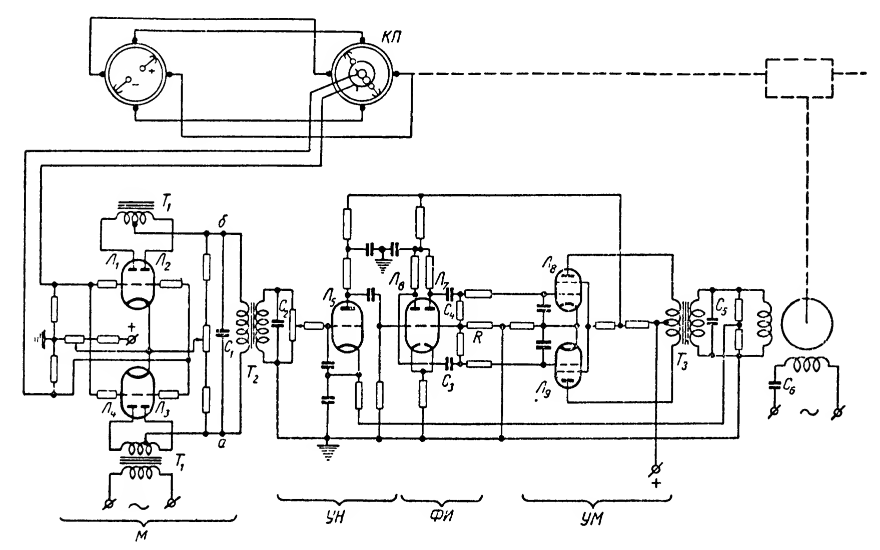
1. УПРАВЛЕНИЕ ДВУХФАЗНЫМ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Управление двухфазным асинхронным двигателем может осуществляться при помощи различных схем усилительного устройства. Выбор схемы усилителя для системы с исполнительным элементом в виде асинхронного двухфазного двигателя определяется типом измерительного элемента, а также мощностью двигателя. Если, например, измерительный элемент работает на постоянном токе и его выходным параметром является напряжение постоянного тока, то в структуре усилительного устройства обычно предусматривается модулятор для преобразования напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока с амплитудой, пропорциональной величине входного напряжения, и фазой, определяемой полярностью входного напряжения. Применение модулятора в таких случаях вызвано необходимостью осуществить согласование входа следящей системы, являющегося измерительным элементом, работающим на постоянном токе, с ее выходом, где в качестве исполнительного элемента на переменном токе используется двухфазный асинхронный двигатель. В таких системах модулятор включают до усилителя напряжения, так как с помощью электронных усилителей трудно получить стабильное непосредственное усиление постоянного тока.

При измерительном элементе, работающем на переменном токе, что, например, наблюдается при применении сельсинов, необходимость согласования родов тока входа и выхода и, следовательно, применения модулятора отпадает. При этом схема усилительного устройства упрощается.

Оконечной ступенью в усилителях, предназначенных для управления двигателем, как правило, является усилитель мощности. В маломощных системах усилитель мощности может быть собран по однотактной схеме. Для получения относительно большой мощности используют двухтактную схему, а в ряде случаев применяют магнитные усилители, у которых к. п. д. больше, чем у ламповых

усилителей мощности. При применении электронного усилителя напряжения и магнитного усилителя мощности необходимо использовать фазовый дискриминатор или демодулятор, который является промежуточной ступенью между усилителем напряжения и усилителем мощности. Фазовый дискриминатор служит для преобразования напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока, необходимое для питания обмоток управления магнитного усилителя. Это преобразование должно осуществляться так, чтобы вели-



Фиг. XI. 4. Схема управления двухфазным двигателем при входном сигнале на постоянном токе.

чина выходного напряжения постоянного тока была пропорциональна величине амплитуды входного напряжения переменного тока, а полярность определялась фазой.

В усилителях с однотактным входом и двухтактным усилителем мощности часто применяют фазоинверсные каскады для получения двух одинаковых по амплитуде и противоположных по фазе напряжений, необходимых для питания цепей управляющих сеток усилителя мощности.

Таким образом, усилительное устройство, предназначенное для управления двухфазным асинхронным двигателем, в общем случае может состоять из усилителя напряжения переменного тока, усилителя мощности, фазоинвертора, модулятора и фазового дискриминатора.

На фиг. XI. 4 представлена схема управления двухфазным асинхронным двигателем с измерительным элементом в виде кольцевых потенциометров, питающихся постоянным током. Напряжение постоянного тока с кольцевого потенциометра *КП* подается на вход модулятора *М*, с выхода которого снимается напряжение переменного тока, которое затем усиливается усилителем напряжения *УН*,

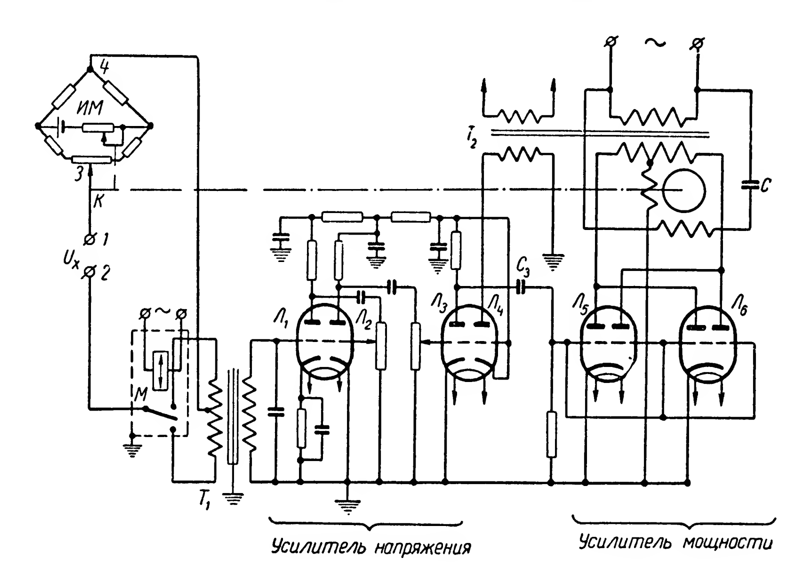
поступает на фазоинвертор *ФИ* и далее на усилитель мощности *УМ* и на обмотку управления двухфазного двигателя.

Модулятор *М* в данной схеме является электронным двухполупериодным балансного типа. Принцип работы его заключается в следующем. Аноды ламп $Л_1$, $Л_2$, $Л_3$ и $Л_4$ подключаются ко вторичным обмоткам трансформатора T_1 так, чтобы в положительный полупериод питающего напряжения одновременно проводили лампы $Л_1$ — $Л_3$ или лампы $Л_2$ — $Л_4$. По схеме под знаком одной и той же полярности могут находиться управляющие сетки ламп $Л_1$ и $Л_4$, $Л_2$ и $Л_3$. Следовательно, если в положительный полупериод анодного напряжения проводят лампы $Л_1$ и $Л_3$, то ток в одной из них больше, в другой меньше, так как управляющие сетки их находятся под знаками разноименной полярности. Если управляющая сетка $Л_1$ более положительна по сравнению с управляющей сеткой $Л_3$, то анодный ток лампы $Л_1$ больше, чем анодный ток лампы $Л_3$, и, следовательно, между точками *а* и *б* существует разность потенциалов, причем потенциал точки *а* более высокий. В следующий полупериод анодного напряжения проводят лампы $Л_2$ и $Л_4$, а лампы $Л_1$ и $Л_3$ заперты. Так как потенциалы управляющих сеток остались без изменения, то анодный ток лампы $Л_2$ будет меньше анодного тока лампы $Л_4$. В этом случае во второй полупериод анодного напряжения потенциал точки *а* будет ниже потенциала точки *б*. Таким образом, разность потенциалов между точками *а* и *б* является величиной переменной и изменяется во времени с той же частотой, что и напряжение на обмотках трансформатора T_1. Изменение полярности входного напряжения вызывает изменение фазы напряжения между точками *а* и *б* на 180°.

Переменное напряжение между точками *а* и *б* имеет искаженную форму волны. Для улучшения формы включаются конденсаторы C_1 и C_2 параллельно первичной и вторичной обмоткам трансформатора T_2.

Переменное напряжение со вторичной обмотки трансформатора T_2 после усиления в каскаде $Л_5$ подается на управляющую сетку лампы $Л_6$ фазоинвертора. В положительный полупериод этого напряжения, когда потенциал управляющей сетки возрастает, анодный ток лампы $Л_6$ увеличивается, а потенциал анода уменьшается. Уменьшение потенциала анода через емкость C_3 передается на управляющую сетку лампы $Л_7$, уменьшая анодный ток и увеличивая потенциал анода этой лампы. Увеличение потенциала анода лампы $Л_7$ через емкость C_4 передается на управляющую сетку этой же лампы. Следовательно, потенциал управляющей сетки лампы $Л_7$ устанавливается в результате одновременного уменьшения потенциала анода $Л_6$ и увеличения потенциала анода $Л_7$ и определяется падением напряжения на сопротивлении *R*. Обычно схема регулируется так, чтобы увеличение потенциала управляющей сетки $Л_6$ соответствовало уменьшению потенциала управляющей сетки $Л_7$. При этом с анодов $Л_6$ и $Л_7$ через конденсаторы C_3 и C_4 на сетки $Л_8$ и $Л_9$ двухтактного усилителя мощности поступают переменные составляющие анодных напряжений, равные по амплитуде и противоположные по фазе.

Двухтактный усилитель мощности на тетродах $Л_8$ и $Л_9$ должен обеспечить подведение к двигателю необходимой мощности. Условием получения наибольшей мощности от лампы является правильное соотношение сопротивлений нагрузки и внутреннего сопротивления лампы. Обычно оптимальное сопротивление нагрузки отличается по величине от сопротивления двигателя, вследствие чего применяют трансформатор T_3 (см. фиг. XI. 4), осуществляющий необходимое согласование. Вторичная обмотка этого трансформатора, а иногда



Фиг. XI. 5. Схема электронного автоматического потенциометра.

и первичная, шунтируется конденсатором C_5, величина которого выбирается из соображений компенсации индуктивного сопротивления нагрузки. При этом сопротивление нагрузки становится активным и осуществляется возможность получения от лампы наибольшей мощности.

Конденсатор C_6, включенный последовательно с обмоткой возбуждения двигателя, обеспечивает фазовый сдвиг $\frac{\pi}{2}$ между напряжениями управляющей обмотки и обмотки возбуждения.

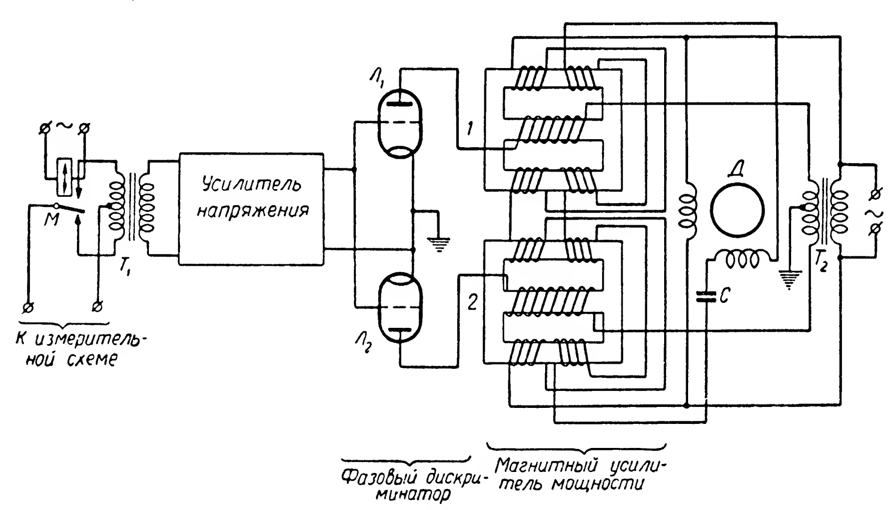
Другим примером применения двухфазного асинхронного двигателя в маломощном следящем приводе может служить электронный автоматический потенциометр, предназначенный для непрерывного измерения и записи температуры. На фиг. XI. 5 показана принципиальная схема электронного автоматического потенциометра. Принцип работы потенциометра основан на компенсационном методе измерения напряжения постоянного тока, источником которого является термопара. Электродвижущая сила термопары U_x, подлежащая измерению, подается на зажимы *1* и *2* и в последующем сравнивается с напряже-

нием U_{3-4}, которое снимается с диагонали моста *3 — 4*, включенного последовательно с измеряемым напряжением. Если измеряемое напряжение U_x и напряжение в точках *3* и *4* моста *ИМ* взаимно не компенсируются, то на входе в усилитель будет действовать напряжение постоянного тока ΔU, определяемое разностью $U_x - U_{3-4}$ Результатом измерения должно явиться уравновешенное состояние схемы, для чего необходимо движок *К* моста *ИМ* поставить в такое положение, при котором сигнал на входе в усилитель ΔU будет равен нулю. Эту функцию выполняет двухфазный асинхронный двигатель, механически связанный с движком *К*. Для управления двигателем сигнал постоянного тока ΔU необходимо усилить и преобразовать в напряжение переменного тока. Для этого напряжение ΔU, выводящее схему из состояния равновесия, предварительно модулируется электромеханическим модулятором *М*, трансформируется и затем поступает на управляющую сетку лампы $Л_1$ усилителя напряжения. Первые три каскада (лампы $Л_1$, $Л_2$ и $Л_3$) электронного усилителя являются усилителем напряжения, а два последующих (лампы $Л_5$ и $Л_6$) — усилителем мощности.

Особенностью усилителя мощности является то, что он питается напряжением переменного тока непосредственно от вторичной обмотки силового трансформатора $Т_2$. При отсутствии сигнала на входе в усилитель лампы $Л_5$ и $Л_6$ усилителя мощности работают в режиме двухполупериодного выпрямителя. В этом случае выпрямленный пульсирующий ток содержит переменную составляющую двойной частоты относительно источника питания. Переменная составляющая двойной частоты, проходя по обмотке управления двигателя, включенной между средней точкой вторичной обмотки трансформатора $Т_2$ и катодами ламп $Л_5$ и $Л_6$, не вызывает вращающего момента, а постоянная составляющая пульсирующего тока, которая также проходит через обмотку управления двигателя, создает тормозной момент. Вследствие этого двухфазный двигатель при сбалансированной схеме измерения остается неподвижным. При нарушении баланса измерительной схемы входной сигнал усилителя отличен от нуля и на управляющих сетках ламп $Л_5$ и $Л_6$ усилителя мощности появляется напряжение сигнала переменного тока. В этом случае лампы $Л_5$ и $Л_6$ будут работать в режиме однополупериодного выпрямителя, а выпрямленный пульсирующий ток будет содержать переменную составляющую частоты источника питания. Так как магнитные потоки по обмоткам управления и возбуждения имеют одну и ту же частоту и сдвинуты по фазе на $\frac{\pi}{2}$ благодаря включению емкости *С*, то создается вращающееся магнитное поле и, следовательно, возникает вращающий момент, стремящийся привести двигатель и механически связанную с ним схему измерения в состояние, при котором входной сигнал усилителя становится равным нулю. Изменение фазы напряжения переменного тока на сетках ламп $Л_5$ и $Л_6$ на 180° приводит к опрокидыванию фазы переменной составляющей выпрямленного пульсирующего тока и, следовательно, к изменению направления вращения двигателя.

В схеме на фиг. XI. 5 каскад на лампе $Л_4$ является выпрямителем и служит для питания анодных цепей усилителя напряжения на лампах $Л_1$, $Л_2$ и $Л_3$.

Вместо электронного усилителя мощности в автоматическом потенциометре может быть применен магнитный усилитель мощности (фиг. XI. 6). В этой схеме фазовый дискриминатор на лампах $Л_1$ и $Л_2$ работает на магнитный усилитель мощности. Трансформаторный магнитный усилитель широко применяется в современных приборах и автоматах как для усиления напряжения, так и в качестве усилителя мощности.

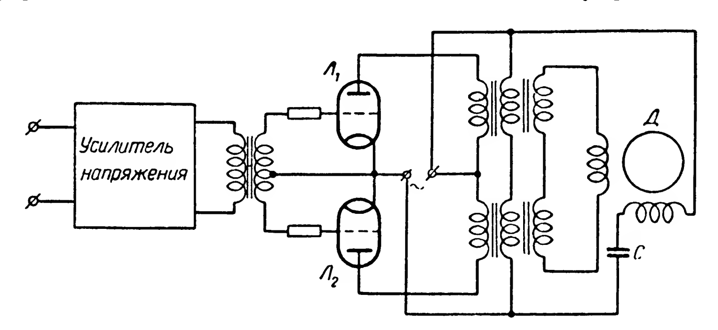


Фиг. XI. 6. Вариант схемы электронного автоматического потенциометра.

Принцип работы схемы заключается в следующем. Первичные обмотки трансформаторов *1* и *2* соединены последовательно и питаются переменным током от первичной обмотки трансформатора T_2. Вторичные обмотки трансформаторов *1* и *2* соединены последовательно так, чтобы напряжение первого трансформатора было противоположно по фазе напряжению второго трансформатора. Последовательно со вторичными обмотками через емкость C включена управляющая обмотка двухфазного двигателя. Управляющие обмотки магнитного усилителя включены в анодные цепи ламп $Л_1$ и $Л_2$ фазового дискриминатора, который питается переменным током от вторичной обмотки трансформатора T_2.

При отсутствии напряжения переменного тока на управляющих сетках ламп $Л_1$ и $Л_2$ через управляющие обмотки магнитного усилителя проходят равные токи. Вследствие этого выходные напряжения на вторичных обмотках трансформаторов *1* и *2* равны по величине и противоположны по фазе и, следовательно, результирующее напряжение на управляющей обмотке двигателя равно нулю. Если напряжение переменного тока на сетках ламп $Л_1$ и $Л_2$ не равно нулю, то токи в обмотках управления магнитного усилителя не равны друг

другу. Предположим, что в положительный полупериод анодного напряжения проводит лампа $Л_1$ и фаза ее сеточного напряжения совпадает с фазой анодного напряжения. Тогда в следующий полупериод анодного напряжения будет проводить лампа $Л_2$, но к этому времени фаза напряжения на сетке изменится на 180°. В этом случае анодный ток второй лампы будет меньше анодного тока первой лампы. Неравенство анодных токов или токов в обмотках управления магнитного усилителя нарушает баланс напряжений на вторичных обмотках трансформаторов *1* и *2*, вследствие чего на обмотке управления двух-



Фиг. XI. 7. Вариант схемы управления двухфазным двигателем с помощью магнитного усилителя.

фазного двигателя появляется напряжение, которое за счет емкости C сдвинуто по фазе на $\frac{\pi}{2}$ относительно напряжения на обмотке возбуждения, подключенной непосредственно к первичной обмотке трансформатора T_2. Изменение фазы переменного напряжения на сетках ламп $Л_1$ и $Л_2$ фазового дискриминатора вызывает опрокидывание фазы напряжения на управляющей обмотке двухфазного двигателя, что приводит к изменению направления вращения двигателя $Д$. В обоих случаях двигатель вращается до тех пор, пока измерительная схема не придет в состояние баланса, а входной сигнал не станет равным нулю.

Рассматриваемая схема управления двухфазным двигателем может быть выполнена в другом сочетании магнитного усилителя с фазовым дискриминатором. Если аноды ламп $Л_1$ и $Л_2$ фазового дискриминатора питаются напряжением переменного тока одной и той же фазы, а на управляющие сетки этих ламп подаются переменные напряжения в противофазе, то результаты получаются такие же (фиг. XI. 7).

2. СИСТЕМА УРАВНЕНИЙ, ОПИСЫВАЮЩИХ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ДВУХФАЗНОМ АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ

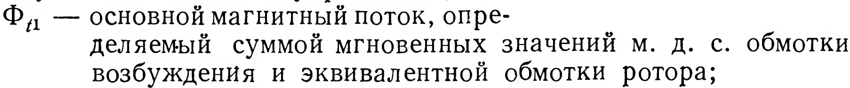
На фиг. XI. 8 схематично представлен асинхронный двухфазный двигатель с обмоткой возбуждения *1* и управляющей обмоткой *2*. Предположим, что двигатель имеет симметричную систему обмоток,

которые питаются от двух источников: обмотка возбуждения от источника с напряжением u_1, а обмотка управления — от источника с напряжением u_2. В общем случае напряжение возбуждения u_1 и управляющее напряжение u_2 могут различаться как по амплитуде, так и по фазе, т. е. могут быть сдвинуты по фазе друг относительно друга на угол, отличающийся от $\frac{\pi}{2}$. Если обозначить через S_c индуктивность каждой из обмоток статора, определяющуюся наличием потоков рассеяния, то дифференциальное уравнение, описывающее физические прецессы в обмотке возбуждения, будет иметь вид

$$u_1 = i_{1c}R + S_c\frac{di_{1c}}{dt} + w_c\frac{d\Phi_{t1}}{dt}, \qquad (XI.1)$$

а дифференциальное уравнение, описывающее физические процессы в обмотке управления,

$$u_2 = i_{2c}R + S_c\frac{di_{2c}}{dt} + w_c\frac{d\Phi_{t2}}{dt}, \qquad (XI.2)$$



Фиг. XI. 8. Схема асинхронного двухфазного двигателя.

где u_1 — напряжение возбуждения;
u_2 — управляющее напряжение;
i_{1c} — ток в обмотке возбуждения;
i_{2c} — ток в обмотке управления;
Φ_{t1} — основной магнитный поток, определяемый суммой мгновенных значений м. д. с. обмотки возбуждения и эквивалентной обмотки ротора;
Φ_{t2} — основной магнитный поток, определяемый суммой мгновенных значений м. д. с. управляющей обмотки и эквивалентной обмотки ротора;
R — активное сопротивление обмоток статора;
w_c — число витков каждой из статорных обмоток.

Величины основных магнитных потоков Φ_{t1} и Φ_{t2} можно определить, если ротор представить в виде эквивалентной двухфазной обмотки с числом витков в фазе w_p, формулами

$$\Phi_{t1} = \frac{i_{1c}w_c + i_{1p}w_p}{R_m}; \qquad (XI.3)$$

$$\Phi_{t2} = \frac{i_{2c}w_c + i_{2p}w_p}{R_m}, \qquad (XI.4)$$

где i_{1p} — ток в эквивалентной обмотке ротора;
i_{2p} — ток в эквивалентной обмотке ротора;
R_m — магнитное сопротивление цепи основного магнитного потока.

Подставив значения основных потоков Φ_{t1} и Φ_{t2} в уравнения (XI. 1) и (XI. 2), получим

$$u_1 = i_{1c}R + \left(S_c + M\frac{w_c}{w_p}\right)\frac{di_{1c}}{dt} + M\frac{di_{1p}}{dt}; \qquad \text{(XI. 5)}$$

$$u_2 = i_{2c}R + \left(S_c + M\frac{w_c}{w_p}\right)\frac{di_{2c}}{dt} + M\frac{di_{2p}}{dt}, \qquad \text{(XI. 6)}$$

где $M = \frac{w_c w_p}{R_m}$ — взаимная индуктивность между цепями статора и ротора;

$L = S_c + M\frac{w_c}{w_p}$ — результирующая индуктивность статорных обмоток.

Система уравнений (XI. 5) и (XI. 6) может быть записана в более простом виде, если ввести потокосцепления обмоток статора и ротора ψ_{1c} и ψ_{2c}, т. е.

$$u_1 = i_{1c}R + \frac{d\psi_{1c}}{dt}; \qquad \text{(XI. 7)}$$

$$u_2 = i_{2c}R + \frac{d\psi_{2c}}{dt}, \qquad \text{(XI. 8)}$$

где

$$\psi_{1c} = Li_{1c} + Mi_{1p},$$

$$\psi_{2c} = Li_{2c} + Mi_{2p}.$$

Аналогичным образом можно составить дифференциальные уравнения для эквивалентной двухфазной обмотки ротора. Обозначая через S_p индуктивность эквивалентных обмоток ротора, определяющуюся наличием потоков рассеяния, найдем

$$S_p = \frac{w_p^2}{R_{ms}}, \qquad \text{(XI. 9)}$$

где R_{ms} — магнитное сопротивление для потока рассеяния.

Учитывая вращение ротора и возникающую вследствие этого э. д. с. вращения, получим следующие дифференциальные уравнения для ротора с эквивалентной двухфазной обмоткой:

$$0 = i_{1p}r + S_p\frac{di_{1p}}{dt} + w_p\frac{d\Phi_{t1}}{dt} + w_p(\Phi_{t2} + \Phi_{sp2})\frac{d\theta}{dt}; \qquad \text{(XI. 10)}$$

$$0 = i_{2p}r + S_p\frac{di_{2p}}{dt} + w_p\frac{d\Phi_{t2}}{dt} - w_p(\Phi_{t1} + \Phi_{sp1})\frac{d\theta}{dt}, \qquad \text{(XI. 11)}$$

где $\left.\begin{aligned}\Phi_{sp2} &= \frac{i_{2p}w_p}{R_{ms}}\\ \Phi_{sp1} &= \frac{i_{1p}w_p}{R_{ms}}\end{aligned}\right\}$ — потоки рассеяния;

r — активное сопротивление ротора;

$\frac{d\theta}{dt} = v$ — угловая скорость ротора.

Подставляя в уравнения (XI. 10) и (XI. 11) выражения (XI. 3) и (XI. 4), а также учитывая уравнение (XI. 9), получим

$$= i_{1p} r + \left(S_p + M \frac{w_p}{w_c}\right) \frac{di_{1p}}{dt} + M \frac{di_{1c}}{dt} +$$

$$+ \left[M i_{2c} + i_{2p} \left(S_p + M \frac{w_p}{w_c}\right)\right] \frac{d\theta}{dt}; \qquad \text{(XI. 12)}$$

$$0 = i_{2p} r + \left(S_p + M \frac{w_p}{w_c}\right) \frac{di_{2p}}{dt} + M \frac{di_{2c}}{dt} -$$

$$- \left[M i_{1c} + i_{1p} \left(S_p + M \frac{w_p}{w_c}\right)\right] \frac{d\theta}{dt}. \qquad \text{(XI. 13)}$$

Так как

$$\left(S_p + M \frac{w_p}{w_c}\right) i_{1p} + M i_{1c} = \psi_{1p};$$

$$\left(S_p + M \frac{w_p}{w_c}\right) i_{2p} + M i_{2c} = \psi_{2p}$$

есть потокосцепления ротора, то система уравнений (XI. 12) и (XI. 13) может быть переписана в виде

$$0 = i_{1p} r + \frac{d\psi_{1p}}{dt} + \psi_{2p} \frac{d\theta}{dt}; \qquad \text{(XI. 14)}$$

$$0 = i_{2p} r + \frac{d\psi_{2p}}{dt} - \psi_{1p} \frac{d\theta}{dt}. \qquad \text{(XI. 15)}$$

Известно, что электромагнитный момент двигателя может быть определен по выражению

$$M_в = \psi_{2p} i_{1p} - \psi_{1p} i_{2p} \qquad \text{(XI. 16)}$$

или

$$M_в = M (i_{2c} i_{1p} - i_{1c} i_{2p}). \qquad \text{(XI. 17)}$$

Тогда при наличии некоторого момента сопротивления M_c, например, определяемого вязким трением

$$M_c = \rho \frac{d\theta}{dt},$$

уравнение движения асинхронного двухфазного двигателя будет иметь вид

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho \frac{d\theta}{dt} = M (i_{2c} i_{1p} - i_{1c} i_{2p}), \qquad \text{(XI. 18)}$$

где J — момент инерции ротора;
ρ — коэффициент вязкого трения.

Таким образом, для анализа физических процессов в асинхронном двухфазном двигателе имеем следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
&i_{1c}R + L\frac{di_{1c}}{dt} + M\frac{di_{1p}}{dt} = u_1;\\
&i_{2c}R + L\frac{di_{2c}}{dt} + M\frac{di_{2p}}{dt} = u_2;\\
&i_{1p}r + l\frac{di_{1p}}{dt} + M\frac{di_{1c}}{dt} + (Mi_{2c} + li_{2p})\frac{d\theta}{dt} = 0;\\
&i_{2p}r + l\frac{di_{2p}}{dt} + M\frac{di_{2c}}{dt} - (Mi_{1c} + li_{1p})\frac{d\theta}{dt} = 0;\\
&J\frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho\frac{d\theta}{dt} = M(i_{2c}i_{1p} - i_{1c}i_{2p}),
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI. 19)}$$

где $l = S_p + M\frac{w_p}{w_c}$ — результирующая индуктивность ротора.

Эта система уравнений может быть положена в основу анализа как статических характеристик двигателя, так и динамических характеристик и в основу определения передаточной функции двухфазного двигателя.

3. ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ АСИНХРОННОГО ДВУХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для определения зависимости скорости вращения ротора от величины электромагнитного момента воспользуемся первыми четырьмя уравнениями системы (XI. 19).

Предположим, что напряжение возбуждения u_1 и управляющее напряжение u_2 заданы в виде векторов:

$$\left.\begin{aligned}
u_1 &= U_1 e^{j\omega t},\\
u_2 &= U_2 e^{j(\omega t + \varphi)},
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI. 20)}$$

проекции которых на вещественную или мнимую оси определяют значение напряжений как функций времени.

Пользуясь методом симметричных составляющих, осуществим переход от векторов u_1 и u_2 к векторам u_1' и u_2', которые определяются выражениями вида

$$\left.\begin{aligned}
u_1' &= \frac{1}{2}(u_1 + ju_2),\\
u_2' &= \frac{1}{2}(u_1 - ju_2),
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI. 21)}$$

и получим следующие значения векторов u_1' и u_2', если фазовый сдвиг $\varphi = -\frac{\pi}{2}$.

$$u_1' = \frac{1}{2}(U_1 + U_2)e^{j\omega t}; \qquad \text{(XI. 22)}$$

$$u_2' = \frac{1}{2}(U_1 - U_2)e^{j\omega t}. \qquad \text{(XI. 23)}$$

Полученный результат показывает, что вектор u_1', определяемый уравнением (XI. 22), представляет собой вектор прямой последовательности, а вектор u_2', определяемый уравнением (XI. 23), — вектор обратной последовательности.

Вводя в систему уравнений (XI. 19) величины u_1' и u_2' в соответствии с выражениями (XI. 21), а также величины i_{1c}', i_{2c}', i_{1p}' и i_{2p}', которые определяются уравнениями, аналогичными формуле (XI. 21), получим

$$\left.\begin{aligned}
i_{1c}'R + L\frac{di_{1c}'}{dt} + M\frac{di_{1p}'}{dt} &= u_1';\\
i_{2c}'R + L\frac{di_{2c}'}{dt} + M\frac{di_{2p}'}{dt} &= u_2';\\
i_{1p}'r + l\frac{di_{1p}'}{dt} + M\frac{di_{1c}'}{dt} - \left(Mi_{1c}' + li_{1p}'\right)jv &= 0;\\
i_{2p}'r + l\frac{di_{2p}'}{dt} + M\frac{di_{2c}'}{dt} + \left(Mi_{2c}' + li_{2p}'\right)jv &= 0;\\
M_в = 2jM\left(i_{2c}'i_{1p}' - i_{1c}'i_{2p}'\right).&
\end{aligned}\right\}\qquad (XI.24)$$

Уравнения этой системы дают связь между мгновенными значениями напряжений, токов и скорости. При определении статических характеристик двигателя представляют интерес установившиеся значения токов и скорости. Поэтому уравнения (XI. 24) в символическом виде для синусоидального изменения во времени всех напряжений и токов, а также для условий установившегося режима могут быть представлены в форме

$$\left.\begin{aligned}
\dot I_{1c}'R + j\omega L\dot I_{1c}' + j\omega M\dot I_{1p}' &= \dot U_1';\\
\dot I_{2c}'R + j\omega L\dot I_{2c}' + j\omega M\dot I_{2p}' &= \dot U_2';\\
\dot I_{1p}'r + j\omega l\dot I_{1p}' + j\omega M\dot I_{1c}' - jv\left(M\dot I_{1c}' + l\dot I_{1p}'\right) &= 0;\\
\dot I_{2p}'r + j\omega l\dot I_{2p}' + j\omega M\dot I_{2c}' + jv\left(M\dot I_{2c}' + l\dot I_{2p}'\right) &= 0.
\end{aligned}\right\}\qquad (XI.25)$$

Если в систему уравнений (XI. 25) ввести значения результирующих индуктивностей L и l, то после элементарных преобразований система примет вид

$$\left.\begin{aligned}
\dot I_{1c}'(R + jx_c) + jx_0\left(\dot I_{1pn}' + \dot I_{1c}'\right) &= \dot U_1';\\
\dot I_{2c}'(R + jx_c) + jx_0\left(\dot I_{2pn}' + \dot I_{2c}'\right) &= \dot U_2';\\
\dot I_{1pn}'\left[r_n + jx_{pn}(1-\eta)\right] + jx_0\left(\dot I_{1pn}' + \dot I_{1c}'\right)(1-\eta) &= 0;\\
\dot I_{2pn}'\left[r_n + jx_{pn}(1+\eta)\right] + jx_0\left(\dot I_{2pn}' + \dot I_{2c}'\right)(1+\eta) &= 0,
\end{aligned}\right\}\qquad (XI.26)$$

где

$$x_c = \omega S_c;$$

$$x_0 = \omega M\frac{w_c}{w_p};$$

$r_n = r\left(\frac{w_c}{w_p}\right)^2$ — активное сопротивление ротора, приведенное к статору;

$x_{pn} = \omega S_p \left(\frac{w_c}{w_p}\right)^2$ — реактивное сопротивление ротора, приведенное к статору;

$\dot{I}'_{1pn} = \dot{I}'_{1p}\frac{w_p}{w_c}$ — приведенный к статору ток ротора;

$\dot{I}'_{2pn} = \dot{I}'_{2p}\frac{w_p}{w_c}$ — приведенный к статору ток ротора;

$\eta = \frac{v}{\omega}$ — отношение действительной угловой скорости ротора к синхронной.

Из системы уравнений (XI.26) следует, что токи $\dot{I}'_{1c}$ и $\dot{I}'_{2c}$ выражены следующим образом:

$$\dot{I}'_{1c} = \frac{\dot{U}'_1}{R + jx_c + \dfrac{jx_0\left[r_n\dfrac{1}{1-\eta} + jx_{pn}\right]}{jx_0 + \left(\dfrac{r_n}{1-\eta} + jx_{pn}\right)}}; \qquad (XI.27)$$

$$\dot{I}'_{2c} = \frac{\dot{U}'_2}{R + jx_c + \dfrac{jx_0\left[r_n\dfrac{1}{1+\eta} + jx_{pn}\right]}{jx_0 + \left(\dfrac{r_n}{1+\eta} + jx_{pn}\right)}} \qquad (XI.28)$$

Последние выражения показывают, что действительную схему асинхронного двухфазного двигателя можно заменить эквивалентной (фиг. XI.9). При этом схема, определяемая уравнением (XI.27), соответствует схеме замещения для тока прямой последовательности, а схема, соответствующая уравнению (XI.28), дает схему замещения для тока обратной последовательности.

Уравнения (XI.27) и (XI.28) можно выразить через электрические постоянные времени обмоток возбуждения и управления, цепи ротора и коэффициент связи между цепями статора и ротора. В этом случае уравнения для токов $\dot{I}'_{1c}$ и $\dot{I}'_{2c}$ принимают вид

$$\dot{I}'_{1c} = \frac{\dot{U}'_1\left(\dfrac{1}{1-\eta} + j\omega\tau_p\right)}{R\left[\dfrac{1}{1-\eta} + \omega^2\tau_p\tau_c(K^2-1) + j\left(\omega\tau_p + \dfrac{\omega\tau_c}{1-\eta}\right)\right]}, \qquad (XI.29)$$

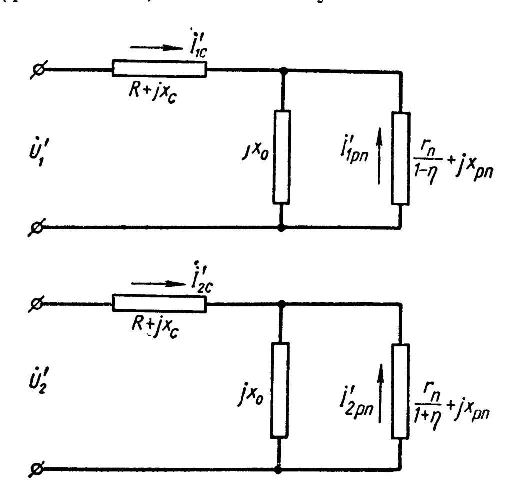
$$\dot{I}'_{2c} = \frac{\dot{U}'_2\left(\dfrac{1}{1+\eta} + j\omega\tau_p\right)}{R\left[\dfrac{1}{1+\eta} + \omega^2\tau_p\tau_c(K^2-1) + j\left(\omega\tau_p + \dfrac{\omega\tau_c}{1+\eta}\right)\right]}, \qquad (XI.30)$$

где $\tau_c = \frac{L}{R}$ — электрическая постоянная времени обмоток статора;

$\tau_p = \frac{l}{r}$ — электрическая постоянная времени ротора;

$K = \frac{M}{\sqrt{Ll}}$ — коэффициент связи между цепями статора и ротора.

По эквивалентной схеме (фиг. XI. 9) можно получить механическую мощность двигателя и пропорциональную ей величину вращающего момента.



Фиг. XI. 9. Эквивалентная схема асинхронного двухфазного двигателя.

Электромагнитная мощность двигателя может быть получена путем составления разности между электромагнитной мощностью прямой последовательности и электромагнитной мощностью обратной последовательности. Так как механическая мощность двигателя определяется как разность между электромагнитной мощностью и мощностью потерь в роторе, обусловленных токами прямой и обратной последовательностей, то механическая мощность составляет

$$P_м = 2\eta\left[\frac{\dot{I}'^2_{1pn} r_n}{1-\eta} - \frac{\dot{I}'^2_{2pn} r_n}{1+\eta}\right], \tag{XI.31}$$

откуда находим вращающий момент как

$$M_в = \frac{P_м}{v} = \frac{2}{\omega}\left(\frac{\dot{I}'^2_{1pn} r_n}{1-\eta} - \frac{\dot{I}'^2_{2pn} r_n}{1+\eta}\right)\frac{10^5}{9{,}81}. \tag{XI.32}$$

На основании эквивалентной схемы можно найти токи $\dot{I}'_{1pn}$ и $\dot{I}'_{2pn}$, выраженные через параметры двигателя, и соответственно определить вращающий момент двигателя как функцию его параметров и скорости.

Токи $\dot{I}'_{1pn}$ и $\dot{I}'_{2pn}$ составляют

$$\dot{I}'_{1pn} = \dot{I}'_{1c}\frac{jx_0}{\frac{r_n}{1-\eta} + jx_0 + jx_{pn}}; \tag{XI.33}$$

$$\dot{I}'_{2pn} = \dot{I}'_{2c}\frac{jx_0}{\frac{r_n}{1+\eta} + jx_0 + jx_{pn}}. \tag{XI.34}$$

или после введения параметров τ_c, τ_p и K_p

$$\dot{I}'_{1pn} = \dot{I}'_{1c} \frac{j\omega K_p \tau_p}{\frac{w_c}{w_p}\left(\frac{1}{1-\eta} + j\omega\tau_p\right)}; \qquad (XI.35)$$

$$\dot{I}'_{2pn} = \dot{I}'_{2c} \frac{j\omega K_p \tau_p}{\frac{w_c}{w_p}\left(\frac{1}{1+\eta} + j\omega\tau_p\right)}, \qquad (XI.36)$$

где

$$K_p = \frac{M}{l} \text{ и } K_c = \frac{M}{L} = \frac{K^2}{K_p}.$$

Используя уравнения (XI. 22), (XI. 23), (XI. 29), (XI. 30), (XI. 35) и (XI. 36), находим вращающий момент в виде

$$M_в = \frac{r\omega K_p^2 \tau_p^2}{2R^2} \left[\frac{(U_1 + U_2)^2 (1-\eta)}{[1 + \omega^2 \tau_p \tau_c (K^2 - 1)(1-\eta)]^2 + \omega^2 [\tau_c + \tau_p (1-\eta)]^2} - \right.$$

$$\left. - \frac{(U_1 - U_2)^2 (1+\eta)}{[1 + \omega^2 \tau_p \tau_c (K^2 - 1)(1+\eta)]^2 + \omega^2 [\tau_c + \tau_p (1+\eta)]^2} \right] \frac{10^5}{9{,}81}. \qquad (XI.37)$$

4. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВУХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПО НИМ ПАРАМЕТРОВ $K_{дв}$, $K_м$, $f_{дв}$

Формула (XI.37) вращающего момента показывает, что связь между моментом и скоростью вращения ротора двигателя нелинейная и при некотором соотношении электрических постоянных времени τ_p и τ_c, а следовательно, активных и реактивных сопротивлений возможно существование максимума момента при изменении скорости от нуля до синхронной. В этом случае на характеристике скорость — момент возможно существование такого участка, где возрастание скорости соответствует возрастанию момента. Для определения скорости v или отношения скоростей $\eta = \frac{v}{\omega}$, при котором момент достигает максимума, нужно решить уравнение $\frac{dM_в}{d\eta} = 0$ относительно η или v. Если ради простоты предположить, что амплитуда управляющего напряжения равна амплитуде напряжения возбуждения, т. е. существует равенство $U_1 = U_2$, то окажется, что отношение скоростей η, при котором момент достигает максимума, определяется выражением

$$1 - \eta = \pm \sqrt{\frac{1 + \omega^2 \tau_c^2}{\omega^2 \tau_p^2 \left[1 + \omega^2 \tau_c^2 (K^2 - 1)^2\right]}}, \qquad (XI.38)$$

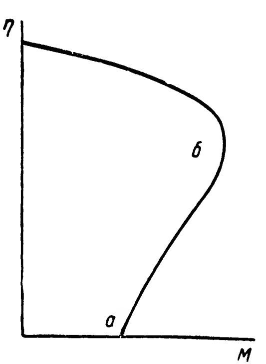
в котором знак плюс перед корнем в правой части соответствует двигательному режиму работы, а знак минус — работе двигателя в генераторном режиме. Следовательно, условием существования максимума момента на характеристике скорость — момент при двигательном режиме работы в интервале скоростей $0 \leqslant \eta < 1$,

что соответствует интервалу скольжений $1 \geqslant s = 1 - \eta > 0$ является неравенство

$$1 + \omega^2\tau_c^2 < \omega^2\tau_p^2 \left[1 + \omega^2\tau_c^2 (K^2 - 1)^2\right]. \qquad (XI.39)$$

Механическая характеристика $M_в = f(\eta)$ (фиг. XI. 10), соответствующая условию (XI. 39), является малопригодной для плавного регулирования скорости в широких пределах. Наличие на механической характеристике $M_в = f(\eta)$ участка *аб* с положительным наклоном способствует возникновению колебаний следящего привода, ухудшая этим его качественные показатели. Поэтому в асинхронных двухфазных двигателях, предназначенных для работы в качестве исполнительного элемента в следящих системах, необходимо получить механическую характеристику с отрицательным наклоном во всем диапазоне изменения скорости, для чего следует выполнить двигатель с такими параметрами, при которых выполнялось бы неравенство

$$1 + \omega^2\tau_c^2 > \omega^2\tau_p^2 \left[1 + \omega^2\tau_c^2 (K^2 - 1)^2\right], \qquad (XI.40)$$



Фиг. XI. 10. Механическая характеристика двухфазного двигателя, соответствующая условию (XI. 39).

являющееся условием отсутствия максимума на механической характеристике. Для получения неравенства (XI. 40) нужно, чтобы электрическая постоянная времени ротора τ_p была по возможности небольшой. Это обычно выполняется путем увеличения активного сопротивления ротора по сравнению с его реактивным сопротивлением, а также сопротивлением связи между цепями статора и ротора. Поэтому асинхронные двухфазные двигатели, как правило, имеют механическую характеристику, приведенную на фиг. XI. 3. Особенность механических характеристик двухфазного двигателя заключается в том, что пусковой момент, соответствующий нулевой скорости, является обычно максимальным.

При увеличении активного сопротивления r_n ротора при прочих равных условиях характеристики, приведенные на фиг. XI. 3, получаются более линейными. Если, например, активное сопротивление ротора r_n значительно больше суммы реактивных сопротивлений $(x_0 + x_{pn})$, то по уравнениям (XI. 27) и (XI. 28) токи статора $\dot{I}'_{1c}$ и $\dot{I}'_{2c}$ практически не зависят от скорости, формула (XI. 37) принимает в этом случае вид

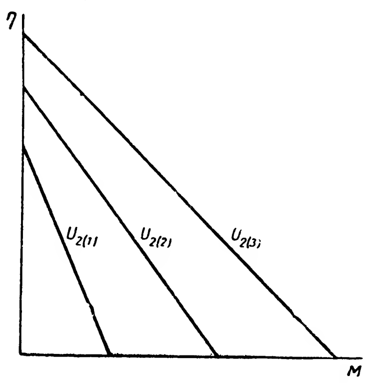
$$M_в = \frac{2r\omega K_p^2\tau_p^2}{R^2\left(1 + \omega^2\tau_c^2\right)} \left[U_1U_2 - \frac{U_1^2 + U_2^2}{2}\eta\right] \frac{10^5}{9{,}81}. \qquad (XI.41)$$

Это уравнение дает линейную связь между моментом и скоростью для заданных значений управляющего напряжения U_2. В практических условиях получить зависимость вида (XI. 41) во всем диапа-

зоне изменения скорости не представляется возможным. Однако в области малых скоростей и напряжений характеристики, определяемые этим выражением, могут считаться линейными как теоретически, так и практически с достаточной степенью точности.

Характеристики, соответствующие выражению (XI. 41), показаны на фиг. XI. 11. Это семейство прямых, пересекающих ось моментов под различными углами.

Выражения (XI. 37) и (XI. 41), связывающие вращающий момент со скоростью, показывают, что основные механические характеристики двигателя, а следовательно, и его свойства являются функциями многих параметров. Однако в практических расчетах систем регулирования поведение двигателя и его свойства характеризуются двумя-тремя параметрами, к числу которых следует отнести электромеханическую постоянную времени и коэффициент пропорциональности, связывающий скорость вращения двигателя с подведенным напряжением. Для определения этих параметров необходимо знание следующих величин: момента инерции, коэффициента пропорциональности между вращающим моментом и подведенным напряжением и коэффициента вязкого трения. Величина этих коэффициентов, а также характер их изменения могут быть определены по статическим характеристикам.



Фиг. XI. 11. Механические характеристики двухфазного двигателя, соответствующие выражению (XI. 41).

Из уравнений (XI. 37) и (XI. 41) видно, что вращающий момент двухфазного двигателя состоит из двух составляющих, одна из которых определяет пусковой момент и пропорциональна величине управляющего напряжения U_2, а другая определяет тормозной момент и зависит как от величины скорости, так и от величины управляющего напряжения. Тормозной момент оказывает такое же действие на систему с двухфазным двигателем, работающим в качестве исполнительного элемента, как и момент сопротивления, пропорциональный скорости вращения исполнительного элемента. Величина тормозного момента может быть определена степенью наклона механической характеристики $M_в = f(\eta)$ или коэффициентом вязкого трения, который иногда называют коэффициентом внутреннего демпфирования двигателя $f_{дв}$. Коэффициент внутреннего демпфирования есть производная $\frac{dM_в}{dv}$ — при постоянном управляющем напряжении и, как это видно из фиг. XI. 3, где изображены механические характеристики, является величиной переменной. В области малых скоростей, где механическая характеристика может считаться линейной, коэффициент внутреннего демпфирования изменяется мало и практически остается величиной постоянной.

По мере увеличения скорости нелинейная зависимость скорости и момента становится более ощутимой, вследствие чего более резко начинает изменяться и коэффициент внутреннего демпфирования, возрастая с увеличением скорости. Следует отметить, что коэффициент внутреннего демпфирования является не только функцией скорости, но и функцией напряжения. Поэтому даже в том случае, когда механические характеристики определяются выражением (XI. 41), этот коэффициент принимает различные значения при изменении управляющего напряжения. Так, например, из выражения (XI. 41) и из фиг. XI. 11 следует, что коэффициент внутреннего демпфирования составляет

$$f_{дв} = \frac{rK_p^2\tau_p^2}{R^2\left(1+\omega^2\tau_c^2\right)}\left(U_1^2+U_2^2\right)\frac{10^5}{9{,}81}. \qquad (XI.\ 42)$$

Как видно из формулы, коэффициент внутреннего демпфирования возрастает с увеличением управляющего напряжения и притом наиболее резко в тех случаях, когда величина управляющего напряжения соизмерима с величиной напряжения возбуждения.

Таким образом, нелинейность механических характеристик двухфазного двигателя обусловливает изменение величины коэффициента $f_{дв}$. Однако в области малых скоростей и напряжений, где характеристики практически линейны, коэффициент $f_{дв}$ имеет постоянную величину.

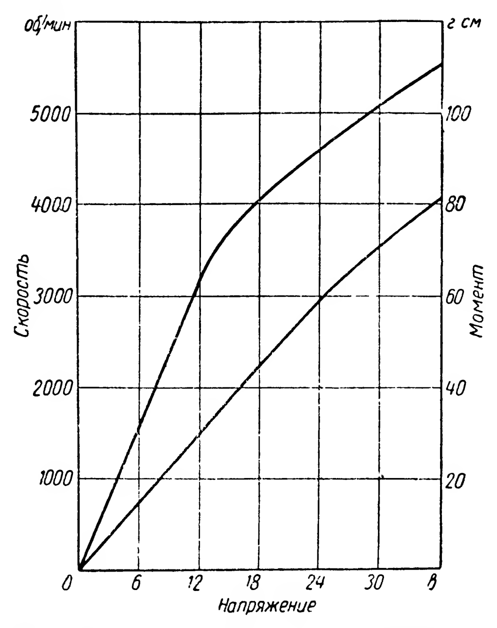
По коэффициенту внутреннего демпфирования и моменту инерции может быть определена электромеханическая постоянная времени. Так, например, для двухфазного двигателя, механические характеристики которого определяются в первом приближении выражением (XI. 41), электромеханическая постоянная времени составляет

$$T = \frac{J}{f_{дв}} = \frac{JR^2\left(1+\omega^2\tau_c^2\right)}{rK_p^2\tau_p^2\left(U_1^2+U_2^2\right)}\cdot\frac{9{,}81}{10^5}. \qquad (XI.\ 43)$$

Если управляющее напряжение U_2 является функцией времени, то электромеханическая постоянная времени T также является функцией времени. При этом увеличение управляющего напряжения соответствует уменьшению T. Это свойство может быть использовано для повышения быстродействия следящей системы с пропорциональной обратной связью, где управляющее напряжение изменяется вместе с ошибкой. Для уменьшения электромеханической постоянной времени и соответственного увеличения быстродействия необходимо на время реакции системы управляющее напряжение иметь максимальным, что может быть осуществлено включением в цепь обратной связи нелинейного элемента, обеспечивающего искусственное повышение сигнала ошибки.

По механическим характеристикам (см. фиг. XI. 3 и XI. 11) можно построить характеристику холостого хода, представляющую зависимость скорости вращения двигателя от величины управляющего напряжения при нулевой нагрузке, а также характеристику

короткого замыкания, представляющую зависимость вращающего момента при нулевой скорости от величины управляющего напряжения. Первую характеристику можно построить путем определения точек пересечения характеристик $M_в = f(\eta)$ для различных управляющих напряжений U_2 с осью η, а вторую — путем определения



Фиг. XI. 12. Характеристики холостого хода и короткого замыкания.

точек пересечения тех же характеристик $M_в = f(\eta)$ для различных U_2 с осью $M_в$. Эти характеристики приведены на фиг. XI. 12.

Математическое выражение характеристики холостого хода может быть дано в виде

$$\frac{(U_1 + U_2)^2 (1 - \eta)}{[1 + \omega^2 \tau_p \tau_c (K^2 - 1)(1 - \eta)]^2 + \omega^2 [\tau_c + \tau_p (1 - \eta)]^2} - \frac{(U_1 - U_2)^2 (1 + \eta)}{[1 + \omega^2 \tau_p \tau_c (K^2 - 1)(1 + \eta)]^2 + \omega^2 [\tau_c + \tau_p (1 + \eta)]^2} = 0, \quad (XI. 44)$$

а характеристики короткого замыкания — в виде

$$M_в = \frac{2r\omega K_p^2 \tau_p^2 U_1}{R^2 \{[1 + \omega^2 \tau_p \tau_c (K^2 - 1)]^2 + \omega^2 [\tau_c + \tau_p]^2\}} \cdot \frac{10^5}{9{,}81} U_2. \quad (XI. 45)$$

Коэффициент пропорциональности между моментом и управляющим напряжением определяется характеристикой короткого замыкания и равен тангенсу угла наклона этой характеристики к оси абсцисс, т. е.

$$K_м = \frac{2r\omega K_p^2 \tau_p^2 U_1}{R^2 \{[1 + \omega^2 \tau_p \tau_c (K^2 - 1)]^2 + \omega^2 [\tau_c + \tau_p]^2\}} \cdot \frac{10^5}{9{,}81}. \quad (XI. 46)$$

Коэффициент пропорциональности между скоростью и подведенным напряжением определяется характеристикой холостого хода и может быть вычислен путем определения производной $\frac{dv}{dU_2} = K_{дв}$ по экспериментально полученной характеристике холостого хода или по выражению (XI. 44).

Из фиг. XI. 12 и уравнения (XI. 46) видно, что коэффициент пропорциональности между моментом и подведенным напряжением $K_м$ является в режиме короткого замыкания величиной постоянной в широком диапазоне изменения управляющего напряжения. По этой же фигуре можно установить, что в режиме холостого хода коэффициент пропорциональности между скоростью и подведенным напряжением является величиной переменной. С увеличением управляющего напряжения и скорости этот коэффициент уменьшается, причем наиболее резкое уменьшение наблюдается при больших величинах управляющего напряжения и скорости. В области малых напряжений и скорости коэффициент $K_{дв}$ остается практически постоянной величиной, что соответствует линейной части характеристики холостого хода.

Таким образом, в зоне малых напряжений и скоростей, где статические характеристики двигателя линейны и механические характеристики могут быть представлены семейством параллельных наклонных прямых, коэффициенты двухфазного двигателя $K_м$, $K_{дв}$ и $f_{дв}$ постоянны, и между ними существует связь, определяемая уравнением

$$K_м = K_{дв} f_{дв}. \qquad (XI. 47)$$

Если известны коэффициент внутреннего демпфирования $f_{дв}$ и коэффициент пропорциональности между моментом и напряжением в режиме короткого замыкания, то по формуле (XI. 47) легко вычисляется коэффициент пропорциональности между скоростью и напряжением $K_{дв}$, что является одним из возможных путей определения $K_{дв}$.

Уравнения, описывающие механические характеристики, а также характеристики холостого хода и короткого замыкания позволяют проанализировать влияние того или иного параметра двигателя на величину и характер изменения важнейших коэффициентов двигателя.

5. ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВНЕШНЕЙ ЦЕПИ НА СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВУХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ

В предыдущих параграфах были выведены уравнения, определяющие статические характеристики двухфазного асинхронного двигателя. При этом параметры внешней цепи не учитывались, так как предполагалось, что напряжение возбуждения и управляющее напряжение непосредственно прикладывались к зажимам соответствующих обмоток. В действительности напряжение возбуждения подводится к возбуждающей обмотке двигателя через последовательно включенный конденсатор (см. фиг. XI. 1), что в процессе работы двигателя при изменении нагрузки вызывает перераспреде-

ление напряжений в цепи возбуждения, оказывая этим влияние на статические характеристики двигателя. Кроме того, на форму статических характеристик может влиять также внутреннее сопротивление источника питания управляющей обмотки. В качестве таких источников питания могут быть электронные и магнитные усилители, поэтому параметры их выходных цепей не могут быть выбраны произвольно.

Предположим, что напряжение возбуждения u_1 подводится к обмотке возбуждения двигателя через некоторое сопротивление z, которое включено последовательно с обмоткой и в общем случае может быть любым. Будем считать, что внутреннее сопротивление усилителя, питающего управляющую обмотку, мало и им можно пренебречь. Тогда на основании выражения (XI. 21) и эквивалентной схемы (фиг. XI. 9) напряжение возбуждения будет определяться уравнением

$$\dot{U}_1 = \dot{I}'_{1c}(z_1 + z) + \dot{I}'_{2c}(z_2 + z), \qquad \text{(XI. 48)}$$

где z_1 — сопротивление схемы замещения для тока прямой последовательности, определяемое уравнением (XI. 27);

z_2 — сопротивление схемы замещения для тока обратной последовательности, определяемое уравнением (XI. 28).

На основании тех же данных управляющее напряжение имеет вид

$$\dot{U}_2 = j\left(\dot{I}'_{2c}z_2 - \dot{I}'_{1c}z_1\right). \qquad \text{(XI. 49)}$$

Решая уравнения (XI. 48) и (XI. 49), можно определить токи $\dot{I}'_{1c}$ и $\dot{I}'_{2c}$, которые составляют

$$\dot{I}'_{1c} = \frac{\dot{U}_1 z_2 + j(z_2 + z)\dot{U}_2}{z_1(z_2 + z) + z_2(z_1 + z)}; \qquad \text{(XI. 50)}$$

$$\dot{I}''_{2c} = \frac{\dot{U}_1 z_1 - j(z_1 + z)\dot{U}_2}{z_1(z_2 + z) + z_2(z_1 + z)} \qquad \text{(XI. 51)}$$

Обозначая отношение амплитуд управляющего напряжения и напряжения возбуждения через ε и имея в виду уравнения (XI. 20), получим при фазовом сдвиге между напряжениями u_1 и u_2 в $\frac{\pi}{2}$ соотношение $j\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \varepsilon$, которое позволяет преобразовать уравнения (XI. 50) и (XI. 51) в виде

$$\dot{I}'_{1c} = \dot{U}_1 \frac{z_2 + \varepsilon(z_2 + z)}{z_1(z_2 + z) + z_2(z_1 + z)}; \qquad \text{(XI. 52)}$$

$$\dot{I}'_{2c} = \dot{U}_1 \frac{z_1 - \varepsilon(z_1 + z)}{z_1(z_2 + z) + z_2(z_1 + z)}. \qquad \text{(XI. 53)}$$

Для определения зависимости вращающего момента от скорости в этом случае необходимо токи $\dot{I}'_{1c}$ и $\dot{I}'_{2c}$, определяемые выражениями (XI. 52) и (XI. 53), подставить в формулы (XI. 35) и (XI. 36), а полу-

ченные результаты использовать в уравнении (XI. 32). Выполнив необходимые преобразования, получим статическую характеристику, представляющую зависимость вращающего момента от скорости с учетом влияния параметров внешней цепи. Математическое выражение этой характеристики имеет вид

$$M_в = \frac{2\dot{U}_1^2 r_n x_0^2}{\omega\left(R'^2 + x'^2\right)} \left\{ \frac{[R_2(1+\varepsilon) + \varepsilon R_u]^2 + [x_2(1+\varepsilon) + \varepsilon x_u]^2}{(1-\eta)\left[\frac{r_n^2}{(1-\eta)^2} + (x_0 + x_{pn})^2\right]} - \right.$$

$$\left. - \frac{[R_1(1-\varepsilon) - \varepsilon R_u]^2 + [x_1(1-\varepsilon) - \varepsilon x_u]^2}{(1+\eta)\left[\frac{r_n^2}{(1+\eta)^2} + (x_0 + x_{pn})^2\right]} \right\} \frac{10^5}{9{,}81}; \qquad \text{(XI. 54)}$$

где

$$R' = R_1(R_2 + R_u) + R_2(R_1 + R_u) - x_1(x_2 + x_u) - - x_2(x_1 + x_u); \qquad \text{(XI. 55)}$$

$$x' = R_1(x_2 + x_u) + R_2(x_1 + x_u) + x_1(R_2 + R_u) + + x_2(R_1 + R_u); \qquad \text{(XI. 56)}$$

$$\left.\begin{aligned}
R_1 &= R + \frac{x_0^2 r_n \frac{1}{1-\eta}}{\frac{r_n^2}{(1-\eta)^2} + (x_0 + x_{pn})^2};\\
R_2 &= R + \frac{x_0^2 r_n \frac{1}{1+\eta}}{\frac{r_n^2}{(1+\eta)^2} + (x_0 + x_{pn})^2};\\
x_1 &= x_c + \frac{x_{pn} x_0 (x_0 + x_{pn}) + \frac{x_0 r_n^2}{(1-\eta)^2}}{\frac{r_n^2}{(1-\eta)^2} + (x_0 + x_{pn})^2};\\
x_2 &= x_c + \frac{x_{pn} x_0 (x_0 + x_{pn}) + \frac{x_0 r_n^2}{(1-\eta)^2}}{\frac{r_n^2}{(1+\eta)^2} + (x_0 + x_{pn})^2}.
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI. 57)}$$

Используя формулы (XI. 54), (XI. 55), (XI. 56) и (XI. 57), можно сделать вывод о влиянии того или иного параметра внешней цепи на форму механической характеристики $M_в = f(\eta)$.

Если активное сопротивление ротора r_n значительно больше суммы реактивных сопротивлений $(x_0 + x_{pn})$, то механическая характеристика $M_в = f(\eta)$ принимает вид характеристик, приведенных на фиг. XI, 3. В связи с этим задачу по анализу формул

(XI. 54) — (XI. 57) можно существенно упростить. Если выполняется неравенство $r_n \gg (x_0 + x_{pn})$, то формулы (XI. 57) принимают вид

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= R + \frac{x_0^2}{r_n}(1 - \eta); \\ R_2 &= R + \frac{x_0^2}{r_n}(1 + \eta); \\ x_1 &= x_c + x_0; \\ x_2 &= x_c + x_0, \end{aligned}\right\}. \tag{XI. 58}$$

а формулы (XI. 55) и (XI. 56) после подстановки в них значений R_1, R_2, x_1 и x_2, определяемых выражениями (XI. 58), дают значения R' и x', практически не зависящие от скорости и определяемые уравнениями

$$\left.\begin{aligned} R' &= 2\left(R + \frac{x_0^2}{r_n}\right)(R_u + 2R) - (x_c + x_0)(x_u + 2x_c + 2x_0); \\ x' &= 2(x_c + x_0)\left(R_u + 2R + 2\frac{x_0^2}{r_n}\right) + 2x_u\left(R + \frac{x_0^2}{r_n}\right). \end{aligned}\right\} \tag{XI. 59}$$

Следовательно, входящий в знаменатель формулы (XI. 55) сомножитель $\left(R'^2 + x'^2\right)$ также не зависит от скорости. Учитывая это, а также неравенство $r_n \gg (x_0 + x_{pn})$, и, кроме того, полагая для простоты $\varepsilon = 1$, получим выражение для вращающего момента:

$$M_в = \frac{2U_1^2 x_0^2}{\omega r_n \left(R'^2 + x'^2\right)}\left[(2R_2 + R_u)^2(1 - \eta) + (2x_2 + x_u)^2(1 - \eta) - \right. \\ \left. - \left(R_u^2 + x_u^2\right)(1 + \eta)\right]\frac{10^5}{9,81}. \tag{XI. 60}$$

Механическая характеристика $M_в = f(\eta)$, определяемая уравнением (XI. 60), в диапазоне изменения скорости $0 < \eta < 1$ максимума не имеет при любых значениях параметров внешней цепи R_u и x_u.

Если предположить, что $R_u = 0$ и $x_u = 0$, то механическая характеристика $M_B = f(\eta)$ на основании ранее рассмотренного не имеет максимума, так как активное сопротивление ротора r_n значительно больше реактивного сопротивления $(x_0 + x_{pn})$.

При $R_u \neq 0$ и $x_u \neq 0$ механическая характеристика изменяет свою форму, но максимум, по-прежнему, отсутствует, так как сомножитель $(2R_2 + R_u)^2$ в уравнении (XI. 60), благодаря добавлению активного сопротивления R_u, будет в меньшей степени зависеть от

скорости η. В случае достаточно большого значения R_u, при котором выполняется неравенство

$$R_u \gg 2 \frac{x_0^2}{r_n} (1 + \eta), \qquad (XI. 61)$$

выражение (XI. 60) становится линейным.

С увеличением параметров внешней цепи R_u и x_u, как это видно из уравнения (XI. 60), уменьшается пусковой момент, снижается скорость холостого хода, изменяются коэффициент внутреннего демпфирования двигателя $f_{\partial з}$, коэффициент пропорциональности между моментом и подведенным напряжением $K_м$ и коэффициент пропорциональности между скоростью и подведенным напряжением $K_{\partial в}$. В связи с этим экспериментальное определение $f_{\partial в}$, $K_{\partial в}$ и $K_м$ осуществляется с учетом параметров источников, питающих двигатель.

6. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ АСИНХРОННОГО ДВУХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Выше была выведена система уравнений (XI. 19), описывающих физические процессы в двухфазном двигателе. Предположим, что обмотка возбуждения двигателя подключена к источнику питания с напряжением

$$u_1 = U_1 \cos \omega t, \qquad (XI. 62)$$

а на управляющей обмотке двухфазного двигателя действует напряжение

$$u_2 = a(t) \sin (\omega t + \varphi). \qquad (XI. 63)$$

Система уравнений (XI. 19) является нелинейной. Однако, учитывая незначительное влияние электродвижущей силы вращения ротора на величину тока в обмотке возбуждения, в особенности в области скоростей, значительно отличающихся от синхронной, эту систему можно свести к линейной системе дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами и взять за основу при определении передаточной функции двухфазного двигателя. Такое упрощающее предположение не лишено оснований, так как обычные двухфазные двигатели, применяемые в маломощных следящих системах, в счетно-решающих устройствах и в системах дистанционного управления имеют зависимость момента от скорости вращения, достаточно близкую к линейной и по своему характеру соответствующую уменьшению вращающего момента при увеличении скорости. Эти характеристики двигателя могут быть получены при условии, если активное сопротивление ротора значительно больше реактивного сопротивления ротора, а также сопротивления связи между цепями статора и ротора. Такое предположение будет тем более оправданным, чем меньше диапазон используемых скоростей.

Таким образом, пренебрегая влиянием электродвижущей силы вращения ротора на ток в обмотке возбуждения, получим систему

уравнений, которая может служить основанием для определения передаточной функции двухфазного двигателя

$$\left.\begin{aligned} i_{1c} + \tau_c \frac{di_{1c}}{dt} + K_c\tau_c \frac{di_{1p}}{dt} &= I_1 \cos \omega t; \\ i_{2c} + \tau_c \frac{di_{2c}}{dt} + K_c\tau_c \frac{di_{2p}}{dt} &= I_2(t) \sin(\omega t + \varphi); \\ i_{1p} + \tau_p \frac{di_{1p}}{dt} + K_p\tau_p \frac{di_{1c}}{dt} &= 0; \\ i_{2p} + \tau_p \frac{di_{2p}}{dt} + K_p\tau_p \frac{di_{2c}}{dt} - \tau_p (K_p i_{1c} + i_{1p}) \frac{d\theta}{dt} &= 0; \\ J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho \frac{d\theta}{dt} &= M (i_{2c} i_{1p} - i_{1c} i_{2p}), \end{aligned}\right\} \quad (XI.64)$$

где

$$\tau_c = \frac{L}{R}; \quad \tau_p = \frac{l}{r}; \quad K_c = \frac{M}{L}; \quad K_p = \frac{M}{l}; \quad I_1 = \frac{U_1}{R}; \quad I_2(t) = \frac{a(t)}{R}.$$

Из первого и третьего уравнений системы (XI. 64) можно определить токи i_{1c} и i_{1p}. Однако при определении токов следует иметь в виду, что обмотка возбуждения подключена к источнику питания с фиксированным напряжением, которое в процессе работы двигателя остается неизменным. Вследствие этого для решения системы (XI. 64) достаточно определить лишь установившиеся значения тока возбуждения i_{1c} и соответствующего тока в роторе i_{1p}. Выполнив необходимые математические преобразования, найдем установившееся значение тока возбуждения:

$$i_{1cy} = I_{1cm} \cos(\omega t + \psi_1) \quad (XI.65)$$

и значение соответствующего тока в роторе:

$$i_{1py} = I_{1pm} \sin(\omega t - \psi_2), \quad (XI.66)$$

где

$$I_{1cm} = \frac{I_1 \sqrt{1 + \tau_p^2 \omega^2}}{\sqrt{[1 - \tau_c\tau_p (1 - K^2)\omega^2]^2 + \omega^2 (\tau_p + \tau_c)^2}}; \quad (XI.67)$$

$$I_{1pm} = \frac{I_1 K_p \tau_p \omega}{\sqrt{[1 - \tau_c\tau_p (1 - K^2)\omega^2]^2 + \omega^2 (\tau_p + \tau_c)^2}}; \quad (XI.68)$$

$$\psi_1 = \operatorname{arctg} \omega\tau_p - \operatorname{arctg} \frac{\omega(\tau_p + \tau_c)}{1 - \tau_c\tau_p (1 - K^2)\omega^2}; \quad (XI.69)$$

$$\psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{\omega(\tau_p + \tau_c)}{1 - \tau_c\tau_p (1 - K^2)\omega^2}; \quad (XI.70)$$

$K = \sqrt{K_p K_c}$ — коэффициент связи.

Для определения изображений токов i_{2c} и i_{2p} необходимо значения токов i_{1cy} и i_{1py}, определяемых выражениями (XI. 65) и (XI. 66),

подставить вместо i_{1c} и i_{1p} в уравнения второе и четвертое системы (XI. 64), куда входят две неизвестные функции $I_2(t)$ и $\frac{d\theta}{dt} = v(t)$. Полагая, что функции $I_2(t)$ и $v(t)$ имеют своими изображениями соответственно функции $I_2(p)$ и $v(p)$, получим на основании теоремы о смещении в комплексной области

$$\left.\begin{aligned} i_{2c}(p)[1+\tau_c p] + i_{2p}(p) K_c \tau_c p &= \alpha(p - j\omega;\ p + j\omega); \\ i_{2c}(p) K_p \tau_p p + i_{2p}(p)[1+\tau_p p] &= \beta(p - j\omega;\ p + j\omega), \end{aligned}\right\} \quad \text{(XI. 71)}$$

где

$$\alpha(p - j\omega;\ p + j\omega) = \frac{\cos\varphi}{2j}\left[I_2(p - j\omega) - I_2(p + j\omega)\right] + \\ + \frac{\sin\varphi}{2}\left[I_2(p - j\omega) + I_2(p + j\omega)\right]; \quad \text{(XI. 72)}$$

$$\beta(p - j\omega;\ p + j\omega) = \frac{A}{2}[v(p - j\omega) + v(p + j\omega)] + \\ + \frac{B}{2j}[v(p - j\omega) - v(p + j\omega)]; \quad \text{(XI. 73)}$$

$$A = \frac{I_1 K_p \tau_p [1 - \tau_p \tau_c (1 - K^2)\omega^2]}{[1 - \tau_p \tau_c (1 - K^2)\omega^2]^2 + \omega^2(\tau_p + \tau_c)^2}; \quad \text{(XI. 74)}$$

$$B = \frac{I_1 K_p \tau_p \omega (\tau_p + \tau_c)}{[1 - \tau_p \tau_c (1 - K^2)\omega^2]^2 + \omega^2(\tau_p + \tau_c)^2}. \quad \text{(XI. 75)}$$

Из уравнений (XI. 71) находим изображения токов $i_{2c}(p)$ и $i_{2p}(p)$

$$i_{2c}(p) = \frac{\alpha(p - j\omega; p + j\omega)[1 + \tau_p p] - K_c \tau_c p \beta(p - j\omega; p + j\omega)}{1 + (\tau_p + \tau_c) p + \tau_c \tau_p p^2 (1 - K^2)}; \quad \text{(XI. 76)}$$

$$i_{2p}(p) = \frac{\beta(p - j\omega;\ p + j\omega)[1 + \tau_c p] - K_p \tau_p p \alpha(p - j\omega;\ p + j\omega)}{1 + (\tau_p + \tau_c) p + \tau_c \tau_p p^2 (1 - K^2)}. \quad \text{(XI. 77)}$$

Найденные изображения токов в обмотке управления $i_{2c}(p)$ и в роторе $i_{2p}(p)$ позволяют применить одну из частных форм теоремы свертки функций с целью нахождения передаточной функции двухфазного двигателя по уравнению движения, которое является пятым в системе (XI. 64).

Подставив в пятое уравнение системы (XI. 64) токи i_{1cy} и i_{1py}, определяемые уравнениями (XI. 65) и (XI. 66), получим

$$\frac{J}{M}\cdot\frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{\rho}{M}\cdot\frac{d\theta}{dt} = i_{2c} I_{1pm} \sin(\omega t - \psi_2) - i_{2p} I_{1cm} \cos(\omega t + \psi_1). \quad \text{(XI. 78)}$$

Уравнение (XI. 78) можно решить, применяя теорему свертки функций. Известно, что если функции $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ преобразуемы по Лапласу и имеют своими изображениями функции $\varphi_1(p)$ и $\varphi_2(p)$ соответ-

ственно и если $\varphi_1(p) \equiv \frac{A_1(p)}{B_1(p)}$ представляет собой рациональную алгебраическую дробь, имеющую только q простых полюсов, то действительно равенство

$$L\varphi_1(t)\,\varphi_2(t) = \sum_{K=1}^{q} \frac{A_1(p_\kappa)}{B_1'(p_\kappa)}\,\varphi_2(p - p_\kappa). \qquad \text{(XI. 78a)}$$

Применяя равенство (XI. 78a) к уравнению (XI. 78) и имея при этом в виду выражения (XI. 76) и (XI. 77), получим

$$\left(\frac{J}{M}p + \frac{\rho}{M}\right)v(p) = \frac{\alpha(p - 2j\omega;\ p)}{2j\omega\gamma(p - j\omega)}F(j\omega;\ p - j\omega) -$$

$$-\frac{\alpha(p;\ p + 2j\omega)}{2j\omega\gamma(p + j\omega)}F(-j\omega;\ p + j\omega) - \frac{\beta(p - 2j\omega;\ p)}{2j\omega\gamma(p - j\omega)}\Phi(j\omega;\ p - j\omega) +$$

$$+\frac{\beta(p;\ p + 2j\omega)}{2j\omega\gamma(p + j\omega)}\Phi(-j\omega;\ p + j\omega), \qquad \text{(XI. 79)}$$

где

$$\gamma(p - j\omega) = 1 + (\tau_p + \tau_c)(p - j\omega) + \tau_c\tau_p(1 - K^2)(p - j\omega)^2; \qquad \text{(XI. 80)}$$

$$\gamma(p + j\omega) = 1 + (\tau_p + \tau_c)(p + j\omega) + \tau_c\tau_p(1 - K^2)(p + j\omega)^2; \qquad \text{(XI. 81)}$$

$$F(j\omega;\ p - j\omega) = I_{1\,pm}(\omega\cos\psi_2 - j\omega\sin\psi_2)[1 + \tau_p(p - j\omega)] +$$
$$+ I_{1\,cm}(j\omega\cos\psi_1 - \omega\sin\psi_1)K_p\tau_p(p - j\omega); \qquad \text{(XI. 82)}$$

$$F(-j\omega;\ p + j\omega) = I_{1\,pm}(\omega\cos\psi_2 + j\omega\sin\psi_2)[1 + \tau_p(p + j\omega)] -$$
$$- I_{1\,cm}(j\omega\cos\psi_1 + \omega\sin\psi_1)K_p\tau_p(p + j\omega); \qquad \text{(XI. 83)}$$

$$\Phi(j\omega;\ p - j\omega) = I_{1\,pm}(\omega\cos\psi_2 - j\omega\sin\psi_2)K_c\tau_c(p - j\omega) +$$
$$+ I_{1\,cm}(j\omega\cos\psi_1 - \omega\sin\psi_1)[1 + \tau_c(p - j\omega)]; \qquad \text{(XI. 84)}$$

$$\Phi(-j\omega;\ p + j\omega) = I_{1\,pm}(\omega\cos\psi_2 + j\omega\sin\psi_2)K_c\tau_c(p + j\omega) -$$
$$- I_{1\,cm}(j\omega\cos\psi_1 + \omega\sin\psi_1)[1 + \tau_c(p + j\omega)]. \qquad \text{(XI. 84a)}$$

На основании равенств (XI. 72) и (XI. 73) функции $\alpha(p - 2j\omega;\ p)$, $\alpha(p;\ p + 2j\omega)$, $\beta(p - 2j\omega;\ p)$ и $\beta(p;\ p + 2j\omega)$ могут быть определены в следующем виде:

$$\alpha(p - 2j\omega;\ p) = \frac{\cos\varphi}{2j}[I_2(p - 2j\omega) - I_2(p)] +$$

$$+ \frac{\sin\varphi}{2}[I_2(p - 2j\omega) + I_2(p)]; \qquad \text{(XI. 85)}$$

$$\alpha(p;\ p + 2j\omega) = \frac{\cos\varphi}{2j}[I_2(p) - I_2(p + 2j\omega)] +$$

$$+ \frac{\sin\varphi}{2}[I_2(p) + I_2(p + 2j\omega)]; \qquad \text{(XI. 86)}$$

$$\beta(p-2j\omega; p) = \frac{A}{2}[v(p-2j\omega)+v(p)] +$$

$$+\frac{B}{2j}[v(p-2j\omega)-v(p)]; \qquad (XI.87)$$

$$\beta(p; p+2j\omega) = \frac{A}{2}[v(p)+v(p+2j\omega)] +$$

$$+\frac{B}{2j}[v(p)-v(p+2j\omega)]. \qquad (XI.88)$$

При подстановке этих функций в уравнение (XI. 79) в правой части появятся составляющие двойной несущей частоты, на которые ротор двухфазного двигателя вследствие своей инерционности реагировать не будет. Поэтому в первом приближении этими составляющими можно пренебречь. Учитывая сказанное, уравнение XI. 79) можно преобразовать к виду

$$\left(\frac{J}{M}p+\frac{\rho}{M}\right)v(p) =$$

$$= \left[\frac{(\cos\varphi - j\sin\varphi)F(j\omega; p-j\omega)}{4\omega\gamma(p-j\omega)} + \frac{(\cos\varphi + j\sin\varphi)F(-j\omega; p+j\omega)}{4\omega\gamma(p+j\omega)}\right] I_2(p) +$$

$$+\left[\frac{(jA-B)\Phi(j\omega; p-j\omega)}{4\omega\gamma(p-j\omega)} - \frac{(jA+B)\Phi(-j\omega; p+j\omega)}{4\omega\gamma(p+j\omega)}\right] v(p), \qquad (XI.89)$$

или

$$[(T_1p+1)\gamma_0(p)+\Phi_0(p)]\,v(p) = F_0(p;\varphi)\,I_2(p), \qquad (XI.90)$$

где

$$\gamma_0(p) = 4\omega\gamma(p-j\omega)\gamma(p+j\omega);$$

$$\Phi_0(p) = \frac{M}{\rho}[(jA+B)\Phi(-j\omega; p+j\omega)\gamma(p-j\omega) -$$

$$-(jA-B)\Phi(j\omega; p-j\omega)\gamma(p+j\omega)];$$

$$F_0(p;\varphi) = \frac{M}{\rho}[(\cos\varphi - j\sin\varphi)F(j\omega; p-j\omega)\gamma(p+j\omega) +$$

$$+(\cos\varphi + j\sin\varphi)F(-j\omega; p+j\omega)\gamma(p-j\omega)];$$

$$T_1 = \frac{J}{\rho}.$$

Из последнего уравнения находим передаточную функцию двухфазного двигателя:

$$W(p) = \frac{v(p)}{I_2(p)} = \frac{F_0(p;\varphi)}{(T_1p+1)\gamma_0(p)+\Phi_0(p)}. \qquad (XI.91)$$

Выразив функции $\gamma_0(p)$, $\Phi_0(p)$ и $F_0(p;\varphi)$ через параметры двухфазного двигателя, имея в виду уравнения (XI. 74), (XI. 75), (XI. 80)—

(XI. 84) и (XI. 84а), получим в знаменателе передаточной функции (XI. 91) полином пятого порядка, а в числителе — полином четвертого порядка. Передаточная функция (XI. 91) существенно упрощается, если принять, что коэффициент связи K между обмотками равен единице, а постоянная времени ротора τ_p значительно меньше постоянной времени обмоток статора τ_c. Первое предположение соответствует пренебрежению потоками рассеяния, а второе весьма близко к реальным условиям, так как обычно активное сопротивление r ротора двухфазного двигателя велико по сравнению с индуктивным сопротивлением. В этом случае функции $\gamma_0(p)$, $\Phi_0(p)$ и $F_0(p; \varphi)$ принимают вид

$$\gamma_0(p) = 4\omega\left[\tau_c^2 p^2 + 2\tau_c p + 1 + \omega^2\tau_c^2\right]; \qquad (XI. 92)$$

$$\Phi_0(p) = \frac{2I_1^2 K_p \tau_p M\omega}{\rho\left(1 + \omega^2\tau_c^2\right)}\left[\tau_c^2 p^2 + 2\tau_c p + 1 + \omega^2\tau_c^2\right]; \qquad (XI. 93)$$

$$F_0(p; \varphi) = \frac{2I_1 K_p \tau_p M\omega 2}{\rho\left(1 + \omega^2\tau_c^2\right)}\left[\tau_c^2\left(\cos\varphi + \frac{\sin\varphi}{\omega\tau_c}\right)p^2 + \right.$$
$$\left. + \left(2\tau_c\cos\varphi + \frac{\sin\varphi}{\omega} - \omega\tau_c^2\sin\varphi\right)p + \omega^2\tau_c^2\left(2\cos\varphi + \frac{2\cos\varphi}{\omega^2\tau_c^2}\right)\right]. \qquad (XI. 94)$$

После подстановки формул (XI. 92) — (XI. 94) в уравнение (XI. 91) получаем передаточную функцию двухфазного двигателя вида:

$$W(p) = K\frac{a_1 p^2 + a_2 p + a_3}{(Tp + 1)\left[\left(p + \frac{1}{\tau_c}\right)^2 + \omega^2\right]}, \qquad (XI. 95)$$

где

$$a_1 = \cos\varphi + \frac{1}{\omega\tau_c}\sin\varphi; \qquad (XI. 96)$$

$$a_2 = \frac{2}{\tau_c}\cos\varphi + \sin\varphi\left(\frac{1}{\omega\tau_c^2} - \omega\right); \qquad (XI. 97)$$

$$a_3 = 2\omega^2\cos\varphi\left(1 + \frac{1}{\omega^2\tau_c^2}\right); \qquad (XI. 98)$$

$$K = \frac{I_1 K_p \tau_p \omega M}{2\rho\left(1 + \omega^2\tau_c^2\right) + I_1^2 K_p \tau_p M}; \qquad (XI. 99)$$

$$T = \frac{2J\left(1 + \omega^2\tau_c^2\right)}{2\rho\left(1 + \omega^2\tau_c^2\right) + I_1^2 K_p \tau_p M}. \qquad (XI. 100)$$

Полученное выражение передаточной функции учитывает не только электромеханическую постоянную времени, но и электрические переходные процессы в обмотках двигателя, скорость протекания которых обусловлена величиной электрической постоянной времени τ_c.

Из уравнений (XI. 91) и (XI. 95) можно получить известные в литературе передаточные функции асинхронного двухфазного двигателя. Так, например, считая постоянную времени обмоток двигателя $\tau_c \approx 0$, получим из уравнений (XI. 91) и (XI. 95), полагая $\rho = 0$ и имея в виду, что $I_2(t) = \frac{1}{R} a(t)$ и $I_1 = \frac{U_1}{R}$,

$$W(p) = \frac{v(p)}{a(p)} = \frac{1}{U_1} \cdot \frac{2\omega \cos \varphi + p \sin \varphi}{Tp + 1}. \qquad (XI.\ 101)$$

Передаточная функция, определяемая уравнением (XI. 101), получена в предположении быстро затухающих электрических процессов в обмотках двигателя и, следовательно, очень малых постоянных времени, обусловленных индуктивными эффектами цепей статора и ротора. Подобное предположение о величине τ_c не находится в противоречии с допущением, при котором активное сопротивление ротора значительно больше суммы реактивных сопротивлений ротора и связи между цепями статора и ротора.

Из уравнений (XI. 91) и (XI. 95) можно получить передаточную функцию, предположив, что электрическая постоянная времени τ_c обмоток достаточно велика. Тогда, полагая $\rho = 0$ и заменяя $I_2(t)$ на $\frac{1}{R} a(t)$, а также I_1 на равную величину $\frac{U_1}{R}$, получим

$$W(p) = \frac{\omega}{U_1} \cdot \frac{p^2 \cos \varphi - p\omega \sin \varphi + 2\omega^2 \cos \varphi}{(Tp + 1)(p^2 + \omega^2)}. \qquad (XI.\ 102)$$

Заменяя p на $j\Omega$ в уравнении (XI. 102), найдем выражение амплитудно-фазовой характеристики двигателя в виде

$$W(j\Omega) = \frac{\omega}{U_1} \cdot \frac{\cos \varphi + \frac{\omega^2}{\omega^2 - \Omega^2}\left(\cos \varphi - j\frac{\Omega}{\omega} \sin \varphi\right)}{j\Omega T + 1} \qquad (XI.\ 103)$$

Таким образом, передаточные функции (XI. 101) и (XI. 102) являются частными случаями передаточной функции (XI. 95) или, в более общем случае, — передаточной функции (XI. 91).

7. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ И ФАЗО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВУХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Вопрос о применении той или иной формы передаточной функции должен решаться отдельно для каждого случая в зависимости от величины постоянной времени τ_c. Тем не менее общие соображения о применимости передаточных функций (XI. 95), (XI. 101) и (XI. 102) можно дать, оценив влияние постоянной времени τ_c на амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики двигателей, наиболее часто применяющихся в системах автоматического регулирования. Для этого воспользуемся передаточной функцией (XI. 95), приняв для простоты фазовый сдвиг $\varphi = 0$ и преобразовав ее в виде

$$W(p) = 2K \frac{p^2 T_1^2 + 2\zeta_1 T_1 p + 1}{p^2 T_2^2 + 2\zeta_2 T_2 p + 1} \frac{1}{Tp + 1}, \qquad (XI.\ 104)$$

где

$$T_1 = \frac{\tau_c}{\sqrt{2}\sqrt{1+\omega^2\tau_c^2}}; \qquad \text{(XI. 105)}$$

$$T_2 = \frac{\tau_c}{\sqrt{1+\omega^2\tau_c^2}}; \qquad \text{(XI. 106)}$$

$$\zeta_1 = \frac{1}{\sqrt{2}\sqrt{1+\omega^2\tau_c^2}}; \qquad \text{(XI. 107)}$$

$$\zeta_2 = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau_c^2}}. \qquad \text{(XI. 108)}$$

На основании уравнения (XI. 104) построим логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики двухфазного двигателя, у которого электромеханическая постоянная времени $T = 0{,}2$ сек., а электрическая постоянная времени обмоток статора $\tau_c = 0{,}01$ сек. На фиг. XI. 13, *а* представлены характеристики двигателя с указанными параметрами, работающего на несущей частоте $\omega = 2\pi \cdot 50$ рад/сек, а на фиг. 13, *б* — характеристики двигателя с теми же параметрами T и τ_c, но работающего на несущей частоте $\omega = 2\pi \cdot 400$ рад/сек. Амплитудно-частотная *1* и фазо-частотная *2* характеристики показывают, что постоянная времени τ_c оказывает заметное влияние на амплитуду и фазу, особенно при больших усилениях. Например, при частоте $\Omega = 235$ рад/сек усиление в двигателе с учетом постоянной времени τ_c отличается на 1,5 *дб* от усиления в двигателе, у которого постоянная времени τ_c не учитывается и передаточная функция принимается такой же, как и у двигателя постоянного тока.

При той же частоте $\Omega = 235$ рад/сек фаза в аналогичном сравнении отличается на 27,6°. При частоте $\Omega = 94$ рад/сек усиление отличается на 0,2 *дб*, а фаза — на 5,2°.

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики (фиг. XI. 13, *б*), соответствующие несущей частоте $\omega = 2\pi \times 400$ рад/сек, также указывают на влияние постоянной времени τ_c на амплитуду и фазу. Однако в этом случае влияние постоянной времени τ_c значительно более ослаблено по сравнению с рассмотренным случаем. Например, в диапазоне частот Ω от 0 до 300 рад/сек влияние постоянной времени τ_c практически незаметно, а при более высоких частотах, например при $\Omega = 1420$ рад/сек, под влиянием τ_c усиление может измениться на 1,85 *дб* а фаза — на 2,4°, но эти частоты для двигателя не имеют реального значения, так как двигатель из-за своей инерционности на них реагировать не будет.

Таким образом, выражение для передаточной функции двухфазного двигателя в зависимости от несущей частоты и усиления в прямой цепи системы регулирования может быть различным.

Если несущая частота, на которой работает двигатель, равна 50 *гц*, то передаточная функция двухфазного двигателя должна быть записана в виде уравнения (XI. 95) или (XI. 104). Если несущая частота

$|W(j\Omega)|$ *дб*

$\omega = 2\pi \cdot 50$ *рад/сек*; $T = 0{,}2$ *сек.*; $\tau_c = 0{,}01$ *сек.*

Фазо-частотная характеристика двигателя без учета τ_c

Амплитудно-частотная характеристика двигателя без учета τ_c

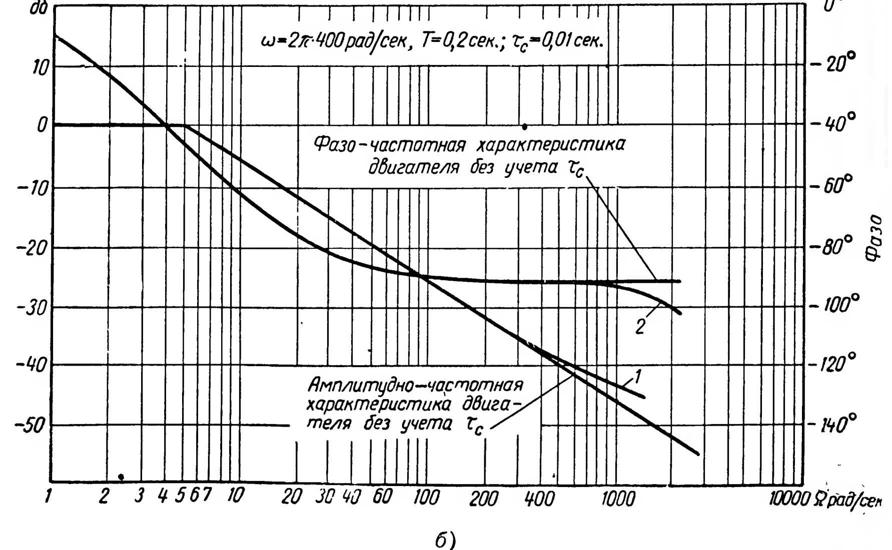
1, 2

10, 0, −10, −20, −30, −40, −50

0°, −20°, −40°, −60°, −80°, −100°, −120°, −140° Фаза

1 2 3 4 5 6 8 10 20 30 50 70 100 200 400 1000 10000 Ω *рад/сек*

а)



б)

Фиг. XI. 13. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики: *а* — для несущей частоты 50 *гц*; *б* — для несущей частоты 400 *гц*.

более высокая (например, 400 *гц*), передаточная функция может быть значительно упрощена и записана в виде

$$W(p) = 2K\frac{1}{Tp+1}. \qquad \text{(XI. 109)}$$

Однако это не исключает целесообразности применения передаточной функции (XI. 95) или (XI. 104) и в этом случае, в особенности если двигатель работает в качестве исполнительного элемента в системе регулирования с большим усилением в прямой цепи.

Сравним результаты построения логарифмических амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик двигателя по уравнению (XI. 95) с результатами, получаемыми в случае применения уравнений (XI. 101) и (XI. 102).

При фазовом сдвиге $\varphi = 0$ уравнение (XI. 101) принимает вид

$$W(p) = \frac{2\omega}{U_1}\cdot\frac{1}{Tp+1} \qquad \text{(XI. 110)}$$

и является по существу передаточной функцией двигателя постоянного тока. Очевидно, амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики, построенные по выражению (XI. 110), ничем не будут отличаться от аналогичных характеристик двигателя постоянного тока. Такой результат может считаться вполне удовлетворительным при несущей частоте $\omega = 2\pi\cdot 400$ рад/сек, но при несущей частоте $\omega = 2\pi\cdot 50$ рад/сек значительно более точное представление об амплитуде и фазе можно получить, применяя формулу (XI. 104).

Уравнение (XI. 102) при фазовом сдвиге $\varphi = 0$ обращается в

$$W(p) = \frac{2\omega}{U_1}\cdot\frac{\frac{1}{2}p^2 + \omega^2}{(Tp+1)(p^2+\omega^2)}. \qquad \text{(XI. 111)}$$

На основании выражения (XI. 111) можно утверждать, что фазо-частотная характеристика в этом случае будет такой же, как и в случае применения уравнения (XI. 110). Построение амплитудно-частотной характеристики по уравнению (XI. 111) показывает, что при несущей частоте $\omega = 2\pi\ 50$ рад/сек и при $\Omega = 235$ рад/сек усиление отличается на 4,24 *дб* по сравнению с результатами, полученными по уравнению (XI. 110). В то же время амплитуда, подсчитанная на основании формулы (XI. 104) при тех же ω и Ω, дает изменение усиления по сравнению с формулой (XI. 110) лишь на 1,5 *дб*. Если частота $\Omega = 94$ рад/сек, то усиление, подсчитанное на основании выражения (XI. 111), отличается от формулы (XI. 110) на 0,42 *дб*, а усиление, определенное по формуле (XI. 104), в том же сравнении с формулой (XI. 110) дает изменение амплитуды на 0,2 *дб*.

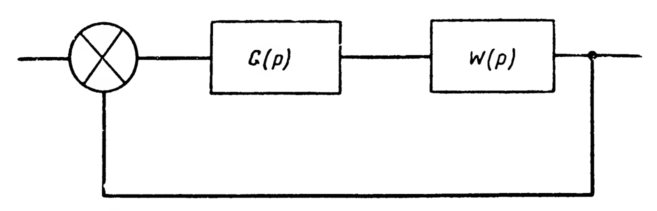
Таким образом, выражения (XI. 95), (XI. 101) и (XI. 102) дают различные результаты. Однако наиболее точной из них будет формула (XI. 95) или ее частный случай (XI. 104), так как передаточные функции, определяемые этими выражениями, учитывают постоянную времени τ_c, которая не входит в уравнения (XI. 101) и (XI. 102).

8. ПРОХОЖДЕНИЕ МОДУЛИРОВАННОГО ПО АМПЛИТУДЕ СИГНАЛА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧЕРЕЗ ЭЛЕМЕНТ С ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИЕЙ $G(p)$

Передаточная функция (XI. 91) или (XI. 95), а также их частные случаи (XI. 101) и (XI. 102) найдены в предположении, что управляющее напряжение изменяется по закону

$$a(t)\sin(\omega t+\varphi). \qquad \text{(XI. 112)}$$

В практических условиях управляющее напряжение в большинстве случаев определяется не уравнением (XI. 112), а значительно более сложным. Это не может изменить передаточную функцию двухфазного двигателя, но вместе с тем вносит некоторые особенности



Фиг. XI. 14. Система регулирования с асинхронным двухфазным двигателем.

в использование передаточной функции и соответственно в расчет систем переменного тока.

Двухфазный двигатель как исполнительный элемент систем автоматического регулирования обычно является выходным звеном. Вследствие этого входной сигнал какой-либо системы регулирования, в которой в качестве исполнительного элемента применен двухфазный двигатель, прежде чем попасть на обмотку управления двигателя, проходит ряд промежуточных звеньев (усилитель, корректирующий контур и т. д.). При этом входной сигнал претерпевает какие-то изменения, в некоторых случаях весьма значительные. В системах переменного тока, где передача сигнала осуществляется на уровне несущей частоты, изменение входного сигнала связано с искажением огибающей и фазовой модуляцией несущей частоты, что не наблюдается в системах постоянного тока. Так как именно огибающая содержит полезную информацию передаваемого сигнала, то не учитывать искажение огибающей и фазовой модуляции нельзя.

Предположим, что имеется система переменного тока, показанная на фиг. XI. 14. На устройство, обладающее передаточной функцией $G(p)$ и включенное в прямую цепь до двигателя, действует входной сигнал

$$f(t)=m(t)\sin(\omega t+\varphi), \qquad \text{(XI. 113)}$$

где $m(t)$ — огибающая;
ω — несущая частота;
φ — начальная фаза.

В задачу входит определение сигнала на выходе устройства $G(p)$. Для этого представим уравнение входного сигнала (XI. 113) в виде

$$f(t) = m(t)\frac{1}{2j}\left[e^{j\varphi}e^{j\omega t} - e^{-j\varphi}e^{-j\omega t}\right]. \qquad \text{(XI. 114)}$$

Полагая, что входной сигнал $f(t)$ и огибающая $m(t)$ имеют изображения $f(p)$ и $m(p)$ соответственно, получим на основании теоремы о смещении в комплексной области

$$f(p) = \frac{1}{2j}\left[e^{j\varphi}m(p - j\omega) - e^{-j\varphi}m(p + j\omega)\right]. \qquad \text{(XI. 115)}$$

Так как изображение выходного сигнала $H(p)$ может быть найдено как $G(p)f(p)$, то

$$H(p) = \frac{1}{2j}\left[e^{j\varphi}m(p - j\omega)G(p) - e^{-j\varphi}m(p + j\omega)G(p)\right]. \qquad \text{(XI. 116)}$$

Выполняя обратное преобразование для уравнения (XI. 116) и применяя ту же теорему о смещении в комплексной области, получим

$$H(t)\ (=)\ \frac{1}{2j}\left\{L^{-1}\left[G(p + j\omega)m(p)\right]e^{j\varphi}e^{j\omega t} -\right.$$

$$\left.- L^{-1}\left[G(p - j\omega)m(p)\right]e^{-j\varphi}e^{-j\omega t}\right\}. \qquad \text{(XI. 117)}$$

Имея в виду, что выражения, стоящие перед показательными функциями $e^{j\varphi}e^{j\omega t}$ и $e^{-j\varphi}e^{-j\omega t}$, являются комплексными функциями вещественной переменной, т. е.

$$L^{-1}\left[G(p + j\omega)m(p)\right] = a(t) + jb(t), \qquad \text{(XI. 118)}$$

$$L^{-1}\left[G(p - j\omega)m(p)\right] = a(t) - jb(t), \qquad \text{(XI. 119)}$$

и показательные функции могут быть представлены в виде

$$e^{j\varphi}e^{j\omega t} = \cos(\omega t + \varphi) + j\sin(\omega t + \varphi), \qquad \text{(XI. 120)}$$

$$e^{-j\varphi}e^{-j\omega t} = \cos(\omega t + \varphi) - j\sin(\omega t + \varphi), \qquad \text{(XI. 121)}$$

получим после подстановки формул (XI. 118) — (XI. 121) в уравнение (XI. 117) выражение для выходного сигнала:

$$H(t) = a(t)\sin(\omega t + \varphi) + b(t)\cos(\omega t + \varphi) \qquad \text{(XI. 122)}$$

или

$$H(t) = A(t)\sin\left[\omega t + \varphi + \psi(t)\right], \qquad \text{(XI. 123)}$$

где

$$A(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}; \qquad \text{(XI. 124)}$$

$$\psi(t) = \operatorname{arctg}\frac{b(t)}{a(t)}. \qquad \text{(XI. 125)}$$

В уравнении (XI. 123) $A(t)$ является огибающей, которая не может быть подобной по форме огибающей $m(t)$ на входе, так как в выходном сигнале находится член $b(t)\cos(\omega t + \varphi)$, являющийся

причиной ее искажения. Фаза $\psi(t)$ в уравнении (XI. 123) указывает на возникновение фазовой модуляции. Искажение огибающей и, как следствие этого, возникновение фазовой модуляции в процессе прохождения сигнала через линейный элемент, обладающий характеристикой $G(p)$, можно объяснить следующим образом. Входной сигнал, определяемый уравнением (XI. 113), может быть представлен в виде некоторой суммы составляющих, частота которых отличается от несущей частоты на величину, характеризующую частоту изменения сигнала ошибки, т. е. $\pm\Omega$. Верхние $(\omega+\Omega)$ и нижние $(\omega-\Omega)$ боковые частоты проходят через элемент с характеристикой $G(p)$ с различными усилением и фазовыми сдвигами, что в конечном итоге и приводит к искажению огибающей. При симметричном канале, когда верхние и нижние боковые частоты усиливаются одинаково, искажений огибающей нет и система переменного тока становится полностью подобной системе постоянного тока. Это легко показать, если уравнение (XI. 117) представить в виде

$$H(t)=\frac{L^{-1}[G(p+j\omega)\,m(p)]-L^{-1}[G(p-j\omega)\,m(p)]}{2j}\cos(\omega t+\varphi)+$$

$$+\frac{L^{-1}[G(p+j\omega)\,m(p)]+L^{-1}[G(p-j\omega)\,m(p)]}{2}\sin(\omega t+\varphi). \qquad (XI.\ 126)$$

Сравнивая уравнения (XI. 122) и (XI. 126), приходим к выводу, что

$$a(t)=L^{-1}\left[\frac{G(p+j\omega)\,m(p)+G(p-j\omega)\,m(p)}{2}\right]; \qquad (XI.\ 127)$$

$$b(t)=L^{-1}\left[\frac{G(p+j\omega)\,m(p)-G(p-j\omega)\,m(p)}{2j}\right] \qquad (XI.\ 128)$$

или

$$La(t)=m(p)\left[\frac{G(p+j\omega)+G(p-j\omega)}{2}\right]; \qquad (XI.\ 129)$$

$$Lb(t)=m(p)\left[\frac{G(p+j\omega)-G(p-j\omega)}{2j}\right]: \qquad (XI.\ 130)$$

Следовательно, при равенстве $G(p+j\omega)$ и $G(p-j\omega)$, что соответствует симметричной передаче и одинаковому усилению боковых частот, коэффициент $b(t)$ обращается в ноль и составляющая $b(t)\cos(\omega t+\varphi)$ пропадает. В этом случае в установившемся режиме огибающая выходного сигнала подобна по форме огибающей на входе.

Таким образом, входной сигнал системы, определяемый уравнением (XI. 113), к моменту поступления на обмотку управления двухфазного двигателя претерпевает такие изменения, при которых он принимает вид выражения (XI. 122).

9. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМЫ С ДВУХФАЗНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ДЛЯ ЛЮБЫХ $G(p)$

Для нахождения реакции двухфазного двигателя на сигнал по уравнению (XI. 122) нужно, воспользовавшись принципом суперпозиции, справедливым для линейных систем, найти последовательно реакцию двигателя на сигнал вида $a(t)\sin(\omega t+\varphi)$, затем на сигнал вида $b(t)\cos(\omega t+\varphi)$ и результаты сложить. При этом необходимо иметь в виду, что характеристика двигателя $F_0(p;\varphi)$, входящая в передаточную функцию (XI. 91) или (XI. 95), является не только функцией p, но и фазы φ по несущей частоте. Это значит, что при определении реакции на огибающую $a(t)$ должна быть подставлена фаза несущей частоты, равная φ, а при определении реакции на огибающую $b(t)$—фаза несущей частоты, равная $\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)$, так как по несущей частоте оба сигнала сдвинуты по фазе на $\frac{\pi}{2}$. Это утверждение может быть легко доказано, если воспользоваться предыдущими результатами и определить передаточную функцию двухфазного двигателя, когда на его обмотке управления действует напряжение, изменяющееся во времени по закону, определяемому уравнением (XI. 122). Действительно, в этом случае в системе уравнений (XI. 64) изменится только второе уравнение, в правой части которого будет стоять выражение (XI. 122). Преобразованная по Лапласу правая часть этого уравнения будет равна, если $a(t)$ и $b(t)$ имеют изображения $a(p)$ и $b(p)$ соответственно

$$\alpha(p-j\omega;\ p+j\omega)=\frac{\cos\varphi}{2j}\left[I_2'(p-j\omega)-I_2'(p+j\omega)\right]+$$
$$+\frac{\sin\varphi}{2}\left[I_2'(p-j\omega)+I_2'(p+j\omega)\right]+\frac{\cos\varphi}{2}\left[I_2''(p-j\omega)+I_2''(p+j\omega)\right]-$$
$$-\frac{\sin\varphi}{2j}\left[I_2''(p-j\omega)-I_2''(p+j\omega)\right], \qquad (XI.\ 131)$$

где

$$I_2'(p\pm j\omega)=\frac{1}{R}a(p\pm j\omega);$$

$$I_2''(p\pm j\omega)=\frac{1}{R}b(p\pm j\omega).$$

Находя затем функции $\alpha(p-2j\omega;\ p)$ и $\alpha(p;\ p+2j\omega)$, подставляя их в уравнение (XI. 79) и пренебрегая составляющими двойной несущей частоты, на которые ротор двухфазного двигателя не реагирует, получим

$$[(T_1p+1)\gamma_0(p)+\Phi_0(p)]\,v(p)=F_0(p;\varphi)\,I_2'(p)+$$
$$+F_0\left(p;\varphi+\frac{\pi}{2}\right)I_2''(p), \qquad (XI.\ 132)$$

где

$$F_0(p;\varphi)=\frac{M}{\rho}[(\cos\varphi-j\sin\varphi)F(j\omega;\,p-j\omega)\gamma(p+j\omega)+$$

$$+(\cos\varphi+j\sin\varphi)F(-j\omega;\,p+j\omega)\gamma(p-j\omega)];$$

$$F_0\left(p;\,\varphi+\frac{\pi}{2}\right)=\frac{M}{\rho}\left\{\left[\cos\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)-\right.\right.$$

$$\left.-j\sin\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)\right]F(j\omega;\,p-j\omega)\gamma(p+j\omega)+\left[\cos\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)+\right.$$

$$\left.\left.+j\sin\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)\right]F(-j\omega;\,p+j\omega)\gamma(p-j\omega)\right\}.$$

Из уравнения (XI. 132) находим

$$v(p)=\frac{F_0(p;\,\varphi)I_2'(p)+F_0\left(p;\,\varphi+\frac{\pi}{2}\right)I_2''(p)}{(T_1p+1)\gamma_0(p)+\Phi_0(p)}. \qquad \text{(XI. 133)}$$

Это выражение показывает справедливость сделанного выше утверждения относительно нахождения реакции двигателя на сигнал вида (XI. 122). Так как изображение токов $I_2'(p)$ и $I_2''(p)$ связаны с $a(p)$ и $b(p)$ соотношениями

$$I_2'(p)=\frac{1}{R}a(p), \qquad \text{(XI. 134)}$$

$$I_2''(p)=\frac{1}{R}b(p), \qquad \text{(XI. 135)}$$

то, подставив в уравнение (XI. 133) выражения (XI. 134) и (XI. 135), с учетом формул (XI. 129) и (XI. 130) найдем передаточную функцию разомкнутой системы для любых $G(p)$ в виде

$$W(p)=\frac{v(p)}{m(p)}=$$

$$=\frac{1}{R}\frac{\left\{\begin{array}{l}\left[\frac{G(p+j\omega)+G(p-j\omega)}{2}\right]F_0(p;\,\varphi)+\\ +\left[\frac{G(p+j\omega)-G(p-j\omega)}{2j}\right]F_0\left(p;\,\varphi+\frac{\pi}{2}\right)\end{array}\right\}}{[(T_1p+1)\gamma_0(p)+\Phi_0(p)]}. \qquad \text{(XI. 136)}$$

Это уравнение может быть положено в основу анализа любой системы переменного тока, в которой в качестве исполнительного элемента применяется двухфазный двигатель.

Уравнение (XI. 136) может быть упрощено в зависимости от того или иного предположения, в зависимости от данных

применяемого двигателя. Например, делая такие же предположения, что и при выводе уравнения (XI. 95), получим

$$W(p) = \frac{1}{R} \frac{\left\{ \begin{array}{c} \frac{1}{2} [G(p+j\omega) + G(p-j\omega)] F_0(p;\ \varphi) + \\ + \frac{1}{2j} [G(p+j\omega) - G(p-j\omega)] F_0\left(p;\ \varphi + \frac{\pi}{2}\right) \end{array} \right\}}{(Tp+1)\left[\left(p+\frac{1}{\tau_c}\right)^2 + \omega^2\right]}, \qquad \text{(XI. 137)}$$

где $F_0(p;\ \varphi)$ — определяется выражением (XI. 94), а $F_0\left(p;\ \varphi + \frac{\pi}{2}\right)$ — тем же выражением, если в него вместо фазы φ подставить фазу $\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иосифьян А. Г., Каган Б. М., Основы следящего привода, Госэнергоиздат, 1954.
2. Каган Б. М., Нарсидзе К. М., Двухфазная асинхронная машина с тонкостенным ротором в режиме исполнительного двигателя и тахогенератора, А и Т № 2, 1953.
3. Лехтман И. Я., Нагрузочные характеристики маломощных индукционных двухфазных двигателей, А и Т № 1, 1949.
4. Садовский И. М., Асинхронный серводвигатель как элемент схемы регулирования, А и Т № 6, 1952.
5. Собжик А., Стабилизация сервомеханизмов на несущей частоте, «Механика», вып. II и III, 1950.
6. Чернов Е. И., Исследование маломощного сервомеханизма на переменном токе, А и Т, т. 13. № 1, 1952.
7. Чечет Ю. С., Управляемый асинхронный двигатель с полым ротором, Госэнергоиздат, 1955.
8. Чечет Ю. С., Электрические микромашины автоматических устройств, Госэнергоиздат, 1957.

ГЛАВА XII

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ МУФТАМИ

В последние годы в качестве исполнительного элемента в некоторых следящих системах начали применять электромагнитные муфты, разработанные специально для этой цели. Такие исполнительные элементы обладают существенными преимуществами по сравнению с обычными электрическими двигателями: они позволяют получать значительно большее ускорение, так как момент инерции вращающихся частей, связанных с выходным валом муфт, может быть сделан весьма малым. Кроме того, системы регулирования, включающие исполнительный элемент с электромагнитной муфтой, как правило, значительно проще по конструкции и схеме и надежнее в работе.

В настоящее время электромагнитные муфты применяются во многих системах автоматического регулирования: от маломощных следящих систем и вычислительных устройств до мощных регуляторов. Однако электромагнитные муфты еще не получили достаточно широкого распространения в системах автоматического регулирования средней мощности. Это объясняется отсутствием в настоящее время в промышленности разработанных конструкций электромагнитных муфт и трудностью расчета систем автоматического регулирования, содержащих исполнительный элемент с электромагнитной муфтой.

Следует, однако, ожидать, что исполнительные элементы с электромагнитными муфтами в ближайшем будущем найдут широкое применение в технике автоматического регулирования, так как они позволяют построить высококачественные, простые и надежные системы.

Электромагнитные муфты, предназначенные для работы в системах автоматического регулирования, должны отличаться большим коэффициентом усиления по мощности, большим ускорением на выходном валу и высокой надежностью и долговечностью работы при простоте конструкции.

Кроме того, во многих случаях характеристики муфт должны быть близки к линейным, так как это позволяет уменьшить до минимума число элементов в системе, что упрощает и повышает ее надеж-

ность. Однако это может быть выполнено только в электромагнитных муфтах определенного типа.

Электромагнитные муфты, применяемые в качестве исполнительного элемента в системах автоматического регулирования, подразделяются на два основных типа: электромагнитные муфты трения и электромагнитные муфты скольжения. Первый тип, в свою очередь, разделяется на две группы: муфты сухого трения и муфты вязкого трения, или магнитно-эмульсионные муфты.

К первому типу относятся все электромагнитные муфты, в которых вращающий момент на выходном валу создается путем трения, а ко второму типу — электромагнитные муфты, у которых вращающий момент на выходном валу получается взаимодействием токов, возникающих в роторе, с вращающим магнитным потоком статора. В муфтах второго типа непосредственного механического контакта между частями, передающими вращающий момент, нет, благодаря чему эти муфты имеют ряд преимуществ по сравнению с муфтами первого типа; например, элетромагнитные муфты скольжения не боятся перегрузок, позволяют получать близкие к линейным характеристики.

Рассмотрим указанные типы электромагнитных муфт с точки зрения применения их в качестве исполнительных элементов в системах автоматического регулирования и следящих системах.

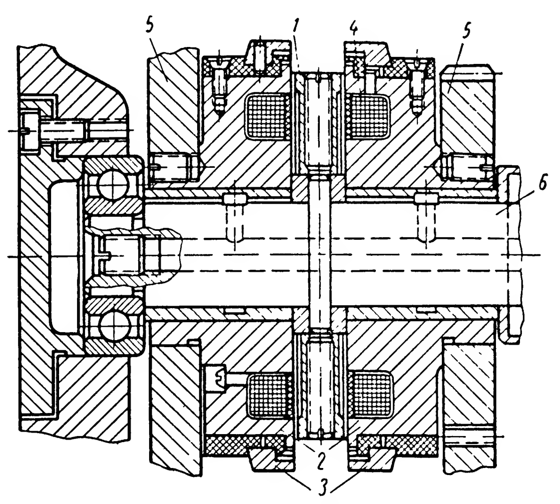
1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ МУФТЫ СУХОГО ТРЕНИЯ

Принцип действия. В электромагнитных муфтах сухого трения (или фрикционных муфтах) две поверхности трения прижимаются друг к другу силой, создаваемой электромагнитом. К основным элементам муфт этого типа относятся: поверхности трения, осуществляющие сцепление, обмотка, создающая магнитный поток, и магнитопровод, направляющий и формирующий магнитный поток. Поверхности трения могут быть выполнены в виде двух или нескольких дисков и конических поверхностей. Однако наибольшее распространение получили муфты дискового типа, конструкция которых показана на фиг. XII. 1.

Существуют также многодисковые муфты, применяемые в станкостроительной промышленности (фиг. XII. 2 *а*, *б*). В конструкции, приведенной на этой фигуре, магнитный поток замыкается через якорь, который воздействует на ряд дисков, изготовленных из листовой стали толщиной около 1 *мм* и имеющих вырезы, увеличивающие сопротивление магнитному потоку в радиальном направлении. Якорь муфты (фиг, XII, 2, *б*) состоит из двух концентрических колец, которые могут смещаться относительно друг друга, чем достигается более равномерное нажатие на диски трения. Обмотка муфты размещена в кольцевой выточке корпуса магнитопровода, изготовляемого обычно из железа армко.

Конструкции муфт трения подразделяются по направлению вращения выходного вала (реверсивные и нереверсивные), по признаку подвижности катушки возбуждения (с подвижной катушкой и неподвижной катушкой) и по виду поверхностей трения.

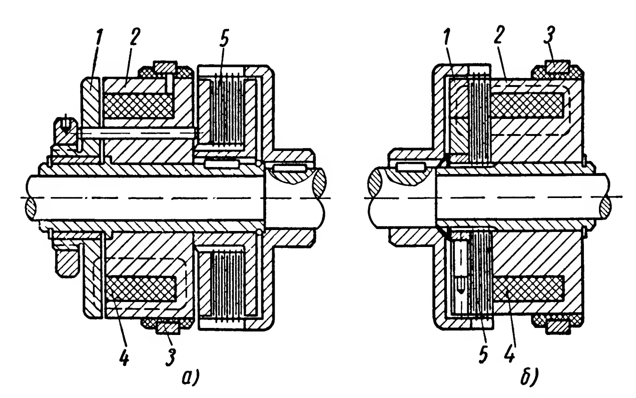
Кроме того, эти конструкции могут иметь различные модификаций (подробную классификацию электромагнитных муфт трения можно найти в литературе).



Фиг. XII. 1. Электромагнитная муфта трения:

1 — диск трения; *2* — магнитопровод; *3* — контактные кольца; *4* — обмотка; *5* — шестерни; *6* — ведомый вал.

В системах автоматического регулирования муфты этого типа работают следующим образом. Одна из половин муфты, передающая вращающий момент, приводится в движение с постоянной скоростью



Фиг. XII. 2. Многодисковые муфты трения:

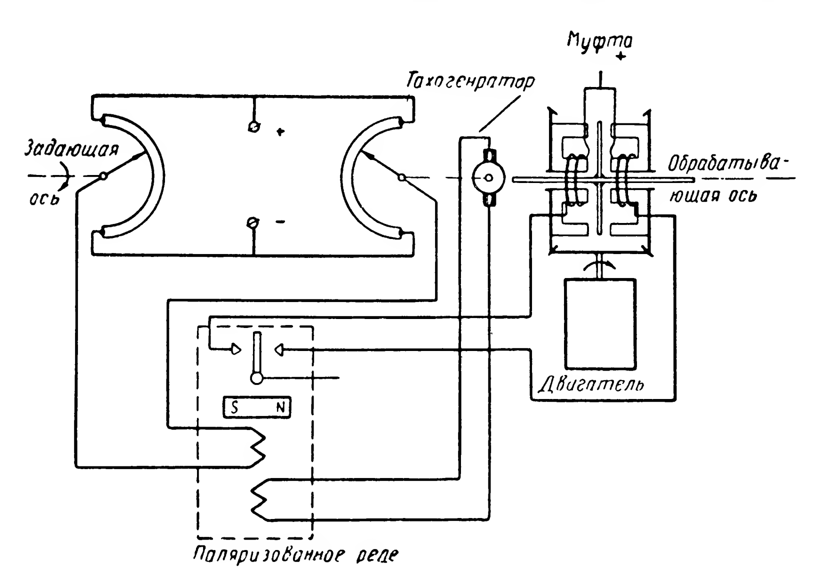
1 — якорь; *2* — магнитопровод; *3* — контактные кольца; *4* — обмотка; *5* — диски трения.

двигателем (например, синхронным). В цепь обмотки муфты включается реле или прерыватель, периодически размыкающий ее цепь. Изменяя время включения и отключения, можно регулировать скорость вращения выходного вала муфты и, следовательно, соеди-

ненного с ней объекта. Для управления реле или прерывателем применяют различные способы в зависимости от конкретных задач; например, прерыватель может управляться центробежным регулятором или тахогенератором и т. д.

Эти системы по существу являются системами импульсного регулирования. К преимуществам их относятся меньшая нагрузка двигателя и простота аппаратуры.

Недостаток таких систем—быстрый износ трущихся частей.



Фиг. XII. 3. Схема следящей системы с муфтой трения.

Электромагнитные муфты сухого трения применяются в следящих системах. В этом случае в системе имеются две муфты, которые вращаются одним двигателем в противоположных направлениях (фиг. XII. 3). Муфты имеют общий диск трения, который притягивается к одной или другой муфте, благодаря чему направление вращения вала исполнительного механизма, на котором укреплен диск трения, может изменяться. Обмотки муфт подключаются к сети постоянного тока при помощи контактов поляризованного реле.

На обмотки поляризованного реле включаются напряжение, пропорциональное ошибке рассогласования задающей и отрабатывающей осей, и напряжение тахогенератора, соединенного с отрабатывающей осью системы (тахогенератор может быть заменен датчиком скоростной обратной связи, который посылает импульсы напряжения, пропорциональные скорости вращения отрабатывающей оси). Такая следящая система мощностью 200—300 *вт* проста и обладает достаточно хорошими характеристиками.

Основные параметры электромагнитной муфты трения. Параметры муфты данного типа разделяются на статические и динами-

ческие. К статическим относятся максимальный вращающий момент, который передает муфта на нагрузку: мощность, необходимая для управления ею, и максимально допустимая скорость вращения. Эти параметры определяются конструктивными данными муфты и могут быть найдены соответствующим расчетом или экспериментально.

Вращающий момент, передаваемый муфтой (если она не работает в режиме периодического включения), имеет в установившемся режиме постоянную величину и практически не поддается регулировке путем изменения тока в обмотке управления, так как это приводит к проскальзыванию дисков трения и перегреву муфты.

Величина момента, передаваемого муфтой трения, при одних и тех же размерах и мощности управления в несколько раз больше, чем у муфт другого типа. Поэтому отношение передаваемой мощности к мощности управления в правильно сконструированных образцах муфт трения достигает 30 и более.

Мощность, затрачиваемая на управление в муфтах средних размеров (до 1—2 *квт*), исчисляется всего десятками ватт. Максимально допустимая скорость вращения муфты теоретически не имеет ограничений и обусловливается механической прочностью ее деталей.

К динамическим параметрам муфты относится время, необходимое для полного сцепления поверхностей трения, а также изменение передаваемого момента и скорости вращения после подключения обмотки муфты к источнику напряжения. Эти параметры определяются переходным процессом муфты.

Переходный процесс. При подключении обмотки муфты к источнику напряжения появляется магнитный поток, который, увеличиваясь, приводит в движение диск трения. Различают три этапа переходного процесса муфты.

Первый этап начинается с момента включения напряжения в обмотку и заканчивается в момент соприкосновения поверхностей трения. В течение этого периода сцепление поверхностей трения отсутствует, ведомый диск неподвижен. Длительность этого этапа определяется параметрами муфты.

Второй этап начинается с момента соприкосновения поверхностей трения и заканчивается в момент полного их сцепления (когда нагрузка полностью присоединена к двигателю). В течение этого периода происходят проскальзывание поверхностей трения и уменьшение скорости вращения двигателя (если его механическая характеристика не является достаточно жесткой) до тех пор, пока скорость вращения нагрузки и двигателя сравняются, т. е. наступит полное сцепление.

Третий этап начинается после установления полного сцепления и заканчивается, когда нагрузка приобретает номинальную скорость вращения двигателя.

В системах автоматического регулирования сравнительно небольшой мощности наиболее важным является исследование первого и второго этапов переходного процесса. Однако при работе муфты в режиме периодического включения и отключения часто даже

второй этап не успевает окончиться. Поэтому основное внимание уделим описанию первого этапа.

Время движения диска до сцепления может быть определено общими методами интегрирования уравнений движения диска или якоря муфты под действием сил магнитного поля. Система уравнений напряжения на обмотке электромагнита и сил, действующих на диск, определяющая переходный процесс муфты в течение первого этапа, имеет вид

$$\frac{d\psi}{dt} + Ri = U;$$
$$i = f(\psi,\ x); \qquad (XII.\ 1)$$
$$m\frac{d^2x}{dt^2} + F_c(x) = F_э(\psi),$$

где U — напряжение источника питания постоянного тока, к которому подключается обмотка муфты;
i — ток в обмотке;
R — активное сопротивление обмотки;
ψ — полный магнитный поток (потокосцепление);
x — перемещение диска или якоря;
m — масса подвижных частей, связанных с диском;
$F_э$ — сила электромагнита;
F_c — сила сопротивления движению диска.

Система уравнений (XII. 1) не интегрируется аналитически, поэтому при изучении переходных режимов в электромагнитах часто прибегают к ее упрощению. В 1948 г. А. И. Москвитиным был предложен простой приближенный метод исследования переходных процессов в электромагнитах с движущимся якорем. Этот метод вполне применим к электромагнитным муфтам трения и заключается в следующем.

Рассмотрим идеальный случай, когда активное сопротивление катушки равно нулю; магнитное рассеяние отсутствует; площадь поперечного сечения воздушного зазора постоянна (не учитываются потоки «выпучивания»); железо электромагнита не насыщено; усилия, действующие на диск, равны нулю. Тогда систему уравнений (XII. 1) можно записать в виде

$$w\frac{d\Phi}{dt} = U;$$
$$i = \frac{K_1}{w}(x_0 - x)\Phi; \qquad (XII.\ 2)$$
$$m\frac{d^2x}{dt^2} = K_2\Phi^2,$$

где Φ — магнитный поток; $\Phi = \frac{\psi}{w}$;
w — число витков;
K_1 и K_2 — постоянные коэффициенты;
x_0 — начальный воздушный зазор.

Интегрирование системы уравнений (XII. 2) дает

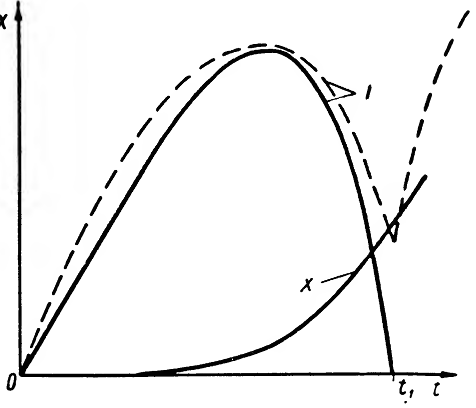
$$x = \frac{K_2 U^2}{12 m w^2} t^4; \tag{XII. 3}$$

$$i = \frac{K_1 x_0 U}{w^2} t - \frac{K_1 K_2 U^3}{12 m w^4} t^5. \tag{XII. 4}$$

Решения (XII. 3) и (XII. 4) соответствуют следующим начальным условиям: $t = 0$; $i = x = \Phi = 0$; $U = \text{const}$.

Уравнение (XII. 3) позволяет найти время движения диска или якоря муфты, т. е.

$$t_1 = \sqrt[4]{\frac{12 m w^2 x_0}{K_2 U^2}}. \tag{XII. 5}$$



Фиг. XII. 4. Графики $i\,(t)$ и $x\,(t)$.

Уравнение (XII. 4) показывает характер изменения тока в обмотке муфты. Из него также легко определить максимальное значение тока и время, когда ток становится равным нулю (в действительных условиях это время соответствует минимуму тока при притяжении диска электромагнитом). На фиг. XII. 4 показаны графики x и i, построенные по уравнениям (XII. 3) и (XII. 4). Пунктиром показан действительный график изменения тока при включении электромагнита к постоянному источнику напряжения.

Из этой фигуры можно заключить, что упрощенный метод правильно отражает особенности переходного процесса муфты в течение первого этапа.

Движение муфты с момента соприкосновения поверхностей трения (второй этап) описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$J_1 \frac{dn}{dt} = M_{\partial в} - M_T - M_c;$$

$$J_2 \frac{dn_1}{dt} = M_T - M_н, \tag{XII. 6}$$

где J_1 — момент инерции ведущих частей;

J_2 — момент инерции ведомых частей;

n — скорость вращения двигателя и ведущих частей муфты;

n_1 — скорость вращения ведомых частей (диска, нагрузки и пр.);

$M_{\partial в}$ — момент, развиваемый двигателем;

M_T — момент трения;

M_c — момент сопротивления ведущих частей (момент холостого хода двигателя);

$M_н$ — момент нагрузки на ведомой половине муфты.

Введем скорость скольжения дисков трения:

$$n_c = n - n_1; \qquad (XII. 7)$$

тогда на основании системы (XII. 6) для скорости скольжения можно написать уравнение:

$$\frac{dn_c}{dt} = \frac{1}{J_1} M_{дв} - \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2}\right) M_T - \frac{1}{J_1} M_c + \frac{1}{J_2} M_н. \qquad (XII. 8)$$

В общем случае моменты, стоящие в правой части этого уравнения, являются сложными функциями одной или нескольких переменных, т. е.

$$M_д = f_1(n);$$

$$M_T = f_2(p, \mu),$$

где p — удельное давление на поверхности трения;

μ — коэффициент трения.

$$M_c = f_3(n);$$

$$M_н = f_4(n_1 t).$$

Зная функции f_1, f_2, f_3 и f_4, можно, используя систему (XII. 6) и соотношение (XII. 7), проинтегрировать уравнение (XII. 8) и найти

$$n_c = \varphi(A_1, A_2, t),$$

где A_1 и A_2 — постоянные интегрирования.

Затем, приравняв n_c нулю, можно определить время полного сцепления муфты t_2.

В частном случае, для приближенного исследования переходного процесса муфты, функции $f_1 - f_4$ можно аппроксимировать простыми аналитическими функциями (или разложить в ряд Тэйлора, отбросив все члены, кроме первых), разбив предварительно на участки. Например (в случае применения двигателя постоянного тока с параллельным возбуждением):

$$M_д = M_{д0} - an;$$

$$M_T = M_{T0} + kn_c;$$

$$M_c = \text{const};$$

$$M_н = \text{const}, \qquad (XII. 9)$$

где a и k — постоянные коэффициенты (знак и величина k зависят от материала и состояния поверхностей трения);

$M_{д0}$ — пусковой момент двигателя;

M_{T0} — момент трения при полном сцеплении.

В этом случае для каждого участка можно, подставив значение $M_{дв}$ из выражений (XII. 9) в уравнение (XII. 8), продифференцировать его и, используя соотношение (XII. 7), заменить в полученном уравнении величины $\frac{dn_1}{dt}$, $\frac{dM_T}{dt}$ и M_T их значениями из формул (XII. 6) и (XII. 9), после чего получим

$$\frac{d^2n_c}{dt^2} + \left(\frac{k}{J_1} + \frac{k}{J_2} + \frac{a}{J_1}\right)\frac{dn_c}{dt} + \frac{ak}{J_1J_2}n_c = \frac{a}{J_1J_2}(M_н - M_{T0}). \quad \text{(XII. 10)}$$

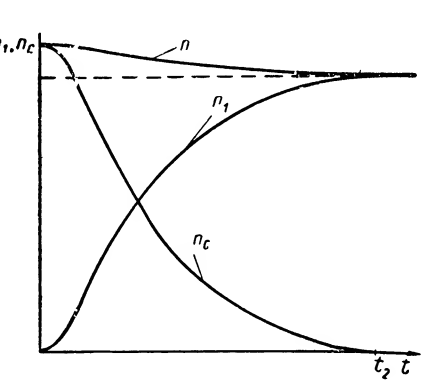
Уравнение (XII. 10) решается элементарно[1]. Примерный вид графиков n_c, n и n_1 для указанного случая приведен на фиг. XII. 5.

Время переходного процесса при включении муфты составляет

$$t_{вк} = t_1 + t_2,$$

где t_1 — время движения диска под действием сил притяжения электромагнитного поля (первый этап);

t_2 — время полного сцепления (второй этап).



Фиг. XII. 5. Графики изменения скорости вращения ведомой и ведущей частей при включении муфты.

Методика расчета электромагнитной муфты трения. Расчет электромагнитной муфты трения состоит из двух частей: расчета поверхностей трения (или фрикциона) и расчета электромагнита.

Разберем только первую часть, так как вторая часть, т. е. расчет электромагнита муфты, не отличается от расчета обычных электромагнитов с подвижным якорем (реле и др.) и подробно описан в литературе.

Очевидно, момент, передаваемый посредством прижатых друг к другу поверхностей трения, имеющих форму дисков (фиг. XII. 6), равен

$$M_T = m_T p\mu \int_{R_1}^{R_2} 2\pi R^2 dR = \frac{2\pi}{3} m_T p\mu_0 (1 - k_в^3) R_1^3 \quad \text{(XII. 11)}$$

или

$$M_T = m_T Q \mu_0 R_{cp}, \quad \text{(XII. 12)}$$

где m_T — число поверхностей трения;

p — давление на поверхности трения в *кг/см²*;

μ_0 — коэффициент трения;

[1] Решение уравнения (XII. 10) является апериодическим.

R_1, R_2 — внутренний и наружный радиусы дисков трения в *см*;

$$k_в = \frac{R_2}{R_1};$$

Q — сила, сжимающая диски трения, в *кг*;

$$Q = \pi \left(1 - k_в^2\right) p R_1^2; \qquad (XII.\ 13)$$

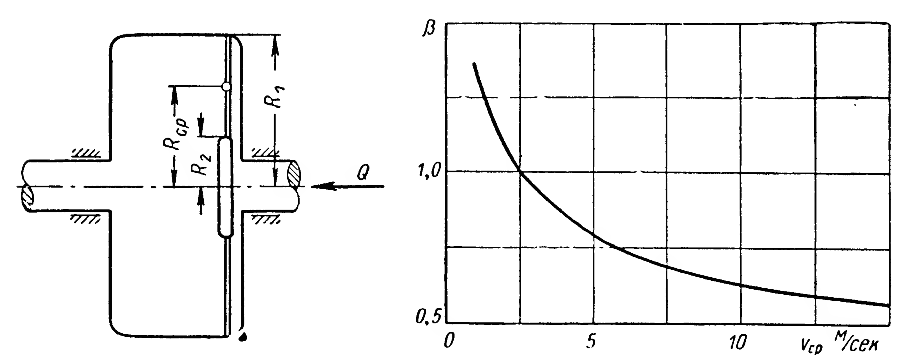
$R_{ср}$ — эффективный радиус трения;

$$R_{ср} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1 - k_в^3}{1 - k_в^2} R_1 .$$

Из уравнения (XII. 11) легко определить наименьшую величину внешнего радиуса поверхностей трения R_1, необходимую для передачи момента не более M_{T0}, т. е.

$$R_1 = \sqrt{\frac{3M_{T0}}{2\pi \left(1 - k_в^3\right) p \mu_0 m_T}} \qquad (XII.\ 14)$$

[полученную по формуле (XII. 14) величину R_1 следует округлить в бо̀льшую сторону]. Чтобы избежать перегрева муфты за счет проскальзывания, надо ограничить удельную мощность трения величиной



Фиг. XII. 6. Расчетная схема муфты.

Фиг. XII. 7. График коэффициента $\beta = f(v)$.

$$L = p\mu_0 v_{ср} \ кгм/сек\, см^2,$$

где $v_{ср}$ — окружная скорость на среднем радиусе трения в *м/сек*.

Для поверхностей трения, выполненных из стали, а также из стали в сочетании с бронзой или с чугуном, величину p рекомендуется брать равной 2—3 *кг/см*²*. Эта величина умножается на коэффициент β, зависящий от окружной скорости дисков. Величина β определяется по графику (фиг. XII. 7).

Величина коэффициентов трения для расчета приведена в табл. XII. 1.

* По данным ЭНИМСа.

Таблица XII.1

Величина коэффициентов трения

Материал	Величина μ_{01}		
	со смазкой	без смазки	с попаданием масла
Сталь по стали	0,08	—	0,1
Сталь — чугун	0,1	0,15	0,12
Сталь — бронза	0,08	—	0,11

Коэффициент $k_в$ следует принимать 0,5 —0,3*.

Порядок расчета следующий. Выбрав, на основании предварительных данных по конструкции муфты (материала дисков, числа поверхностей трения и др.) и указанных выше рекомендаций, величины p, μ_0, $k_в$ и m_T, по формуле (XII. 14) определяют радиус R_1, необходимый для передачи заданного момента M_{T0}. Затем по формуле (XII. 13) находят величину силы притяжения Q, которую должен создавать электромагнит. Зная величины R_1 и $k_в$, легко определить R_2.

После определения v_{cp} по графику (см. фиг. XII. 7) следует уточнить величину p и при необходимости провести поверочный расчет.

Пример. Требуется рассчитать электромагнитную муфту трения с передаваемым максимальным моментом $M_{T0} = 0{,}5$ *кгм* = 50 *кгсм*. Скорость приводного двигателя $n = 3000$ об/мин; диски трения изготовляются из стали. По заданным условиям $\mu_0 = 0{,}1$; примем $p = 2$ *кг/см²*, $m_T = 1$, $k_в = 0{,}3$ и по формуле (XII. 14) определим больший радиус дисков

$$R_1 = \sqrt[3]{\frac{3M_{T0}}{2\pi\left(1 - k_в^3\right) p\mu_0 m_T}} = \sqrt{\frac{3\cdot 50}{2\cdot 3{,}14\,(1 - 0{,}3^3)\,2\cdot 0{,}1}} = 4{,}96 \text{ см}.$$

Примем $R_1 = 5{,}0$ *см*, тогда величина силы, которую должен создавать электромагнит, равна

$$Q = \pi p\left(1 - k_в^2\right) R_1^2 = 3{,}14\cdot 2\,(1 - 0{,}3^2)\cdot 5{,}0^2 = 143 \text{ кг}$$

и

$$R_2 = R_1 (1 - k_в) = 5{,}0\,(1 - 0{,}3) = 3{,}5 \text{ см}.$$

Определяем среднюю окружную скорость:

$$v_{cp} = \frac{2\pi n R_{cp}}{6000} = \frac{2\cdot 3{,}14\cdot 3000}{6000}\cdot 4{,}25 = 13{,}38 \text{ м/сек}.$$

График (фиг. XII. 7) показывает, что для полученной величины v_{cp} p следует уменьшить примерно на 40%, поэтому принятое значение $p = 2$ *кг/см²* является приемлемым, хотя и крайним (допустимо $p = 3$ *кг/см²*).

Если p желательно уменьшить, целесообразно m_T увеличить до 2.

* Оптимальным значением $k_в$ является $^1/_3$.

2. МАГНИТНО-ЭМУЛЬСИОННЫЕ МУФТЫ

Принцип действия. Магнитно-эмульсионные (или порошковые) муфты по принципу работы относятся к электромагнитным муфтам трения, выгодно отличаясь от последних характеристиками.

Действие магнитно-эмульсионной муфты основано на следующем. Если порошок, изготовленный из ферромагнитного материала (например, железа), поместить в магнитное поле, то сцепление частиц увеличится и они лишатся относительной подвижности. Порошок, помещенный между поверхностями ведущей и ведомой частей муфты при создании магнитного поля путем включения тока в обмотку электромагнита, расположенного соответствующим образом, может осуществить между ними связь.

Чтобы порошок был равномерно распределен между поверхностями, передающими момент, его в определенной пропорции смешивают с маслом.

Существуют также муфты, в которых применяются твердые смеси железного порошка, например с графитом, окисью цинка, тальком и т. п.

Смесь ферромагнитного порошка под воздействием магнитного поля как бы затвердевает, образуя сцепляющий слой, обладающий сопротивлением сдвигу; величина этого сопротивления зависит от величины магнитного потока, а следовательно, от тока в обмотке возбуждения. Таким образом, имеется возможность регулировать вязкость смеси и величину передаваемого муфтой момента.

Минимальная величина момента на выходном валу муфты определяется вязкостью масла и числом металлических частиц, заключенных в единице его объема.

В отличие от электромагнитных муфт сухого трения (в которых передаваемый момент практически не может регулироваться путем изменения тока в обмотке электромагнита) в магнитно-эмульсионных муфтах передаваемый момент увеличивается с увеличением тока, что позволяет использовать их в сервоприводах, служащих для точной регулировки скорости.

Другое преимущество этих муфт состоит в том, что момент на их выходном валу почти не зависит от скорости вращения. В них отсутствует трение между сплошными твердыми поверхностями, поэтому износ их деталей меньше, чем у муфт сухого трения.

Однако, несмотря на эти преимущества, магнитно-эмульсионные муфты обладают рядом недостатков и до сих пор являются предметом исследования. Основными вопросами, требующими разрешения при разработке муфт, являются:

а) предотвращение оседания частиц из смеси или их уплотнения под действием ускорения;

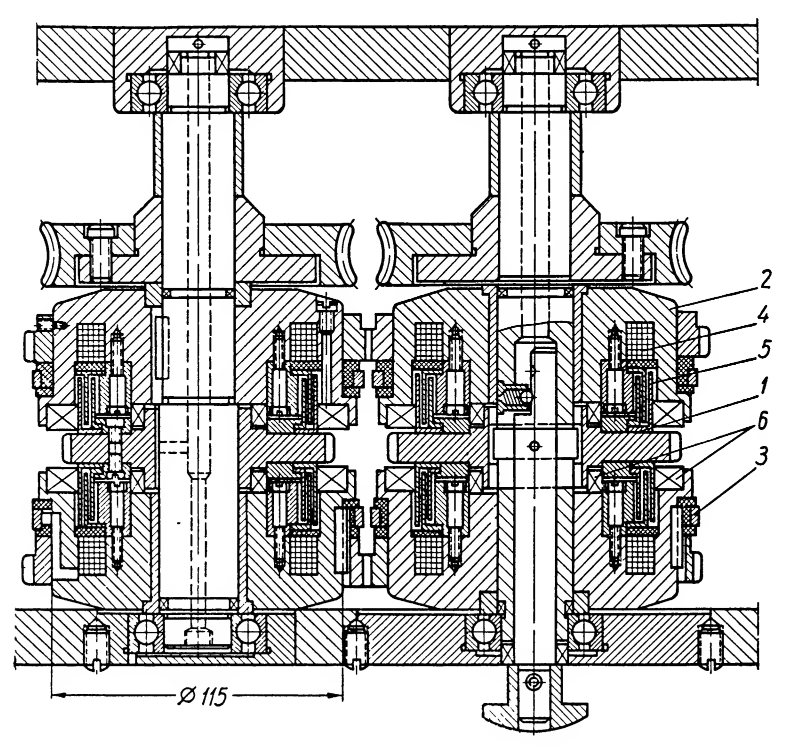
б) подбор сорта масла или другой жидкости, удовлетворяющей условиям малого испарения и невоспламенения при высоких температурах;

в) охлаждение муфты;

г) создание надежных уплотнений, предохраняющих от попадания металлических частиц и предотвращающих вытекание масла,

Конструктивно магнитно-эмульсионные муфты могут выполняться весьма разнообразно, отличаясь расположением катушек, формой магнитопровода, рабочего зазора, ведомой части и т. д. Однако наиболее распространены муфты барабанного и дискового типов.

На фиг. XII. 8 показан пример конструкции муфты барабанного типа в реверсивном выполнении, применяемой в токарном станке



Фиг. XII. 8. Магнитно-эмульсионная реверсивная муфта барабанного типа:

1 — ведомые цилиндры; *2* — корпус; *3* — контактные кольца; *4* — обмотка; *5* — рабочие зазоры; *6* — уплотнения.

Она состоит из укрепленного на ведомом валу корпуса, который одновременно является магнитопроводом. Внутри корпуса в рабочем зазоре электромагнита помещен тонкостенный стальной цилиндр [1], укрепленный на ведомом валу. Рабочий зазор заполняется смесью железного порошка и масла. Напряжение к обмотке электромагнита подводится через контактные кольца.

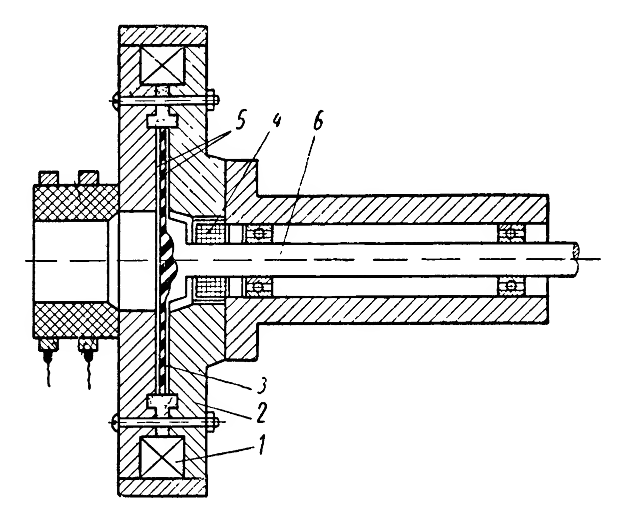
Для лучшего сцепления по окружности в цилиндре делают отверстия, в которые попадает смесь железного порошка и масла, заполняющая свободное пространство между корпусом, электромагнитом и стенками цилиндра.

[1] Иногда ведомый цилиндр выполняют из диамагнитного материала во избежание его деформации от действия сил магнитного поля.

Для предотвращения вытекания смеси в корпусе муфты имеются уплотнения. Во время работы муфта сильно нагревается, поэтому для улучшения отвода тепла на ее корпусе обычно делают ребра.

На фиг. XII. 9 показана конструкция дисковой муфты. Диск этой муфты для улучшения сцепления имеет отверстия, расположенные по концентрическим окружностям на его поверхности.

Другие конструкции муфт этого типа (например, с железо-графитовой смесью, многодисковые и пр.) подобны указанным и отличаются от них лишь в отдельных деталях.



Фиг. XII. 9. Магнитно-эмульсионная муфта дискового типа:

1 — обмотка; *2* — магнитопровод; *3* — диск; *4* — уплотнения; *5* — смесь железного порошка и масла; *6* — ведомый вал.

Характеристики муфт. К основным характеристикам магнитно-эмульсионной муфты следует отнести: зависимость передаваемого муфтой момента от ампер-витков обмотки электромагнита, от скорости вращения, коэффициента состава смеси (количество частиц порошка, заключенного в единице объема масла) и от времени работы муфты; величину момента при отсутствии магнитного поля (выключенной обмотки электромагнита) и его зависимость от относительной скорости вращения ведущей и ведомой частей муфты и время переходного процесса.

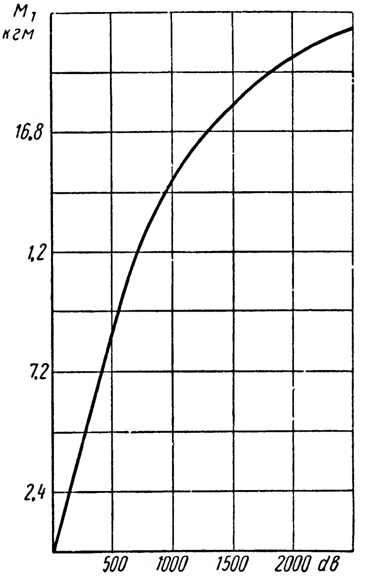
Аналитические выражения, по которым с достаточной точностью можно было бы построить перечисленные характеристики, получить затруднительно из-за сложности явлений, происходящих в муфте, поэтому приведем характеристики муфты, полученные на основании экспериментальных данных.

В отличие от фрикционных муфт момент, передаваемый магнитно-эмульсионной муфтой, увеличивается с увеличением магнитного потока или тока в обмотке электромагнита,

Типичная зависимость передаваемого момента M_T от ампер-витков (фиг. XII. 10) на значительном участке почти линейна.

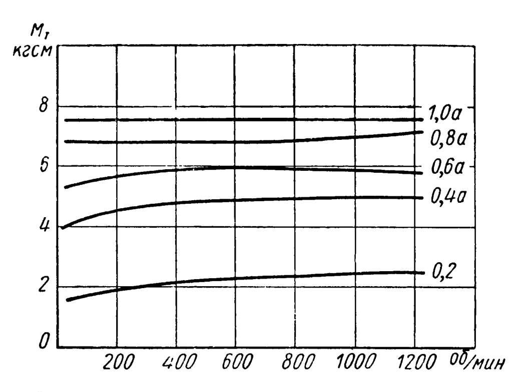
На фиг. XII. 11 приведены графики, показывающие зависимость M_T от скорости вращения муфты при различных токах в обмотке электромагнита.

Из графиков, приведенных на фиг. XII. 11, видно, что передаваемый муфтой момент практически не зависит от скорости вращения.



Фиг. XII. 10. Зависимость момента, передаваемого муфтой, от ампер-витков.

Большое влияние на величину передаваемого муфтой момента оказывает количество частиц железного порошка, заключенных в единице объема смеси (коэффициент состава смеси). С увеличением количества частиц порошка передаваемый момент увеличивается. Если этих частиц



Фиг. XII. 11. Зависимость момента, передаваемого муфтой, от скорости вращения муфты при различных токах возбуждения.

в смеси слишком много, ухудшается регулировка муфты и повышается величина момента, действующего на ведомые части при выключенной обмотке электромагнита M_0.

На фиг. XII. 12 показана зависимость вращающего момента от коэффициента состава смеси

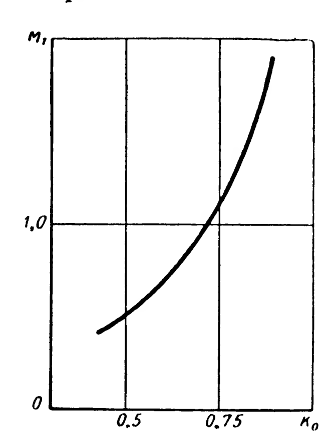
$$K_0 = \frac{1}{1+\alpha},$$

где α — отношение весов частей масла и железного порошка.

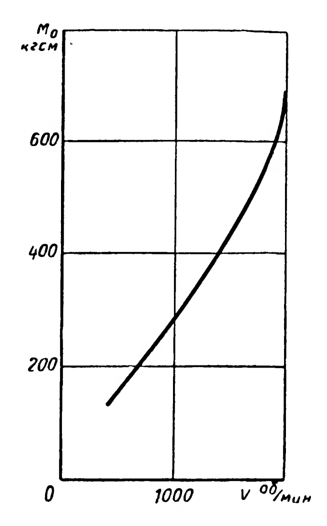
Величина момента M_0, возникающего под действием на ведомые части сил вязкого трения, сильно возрастает при увеличении скорости вращения относительно друг друга ведущей и ведомой частей. Это является одним из препятствий при применении магнитно-эмульсионных муфт при больших скоростях вращения. График изменения M_0 приведен на фиг. XII. 13.

Изменение момента M_T при длительной работе муфты (фиг. XII. 14) получается вследствие уплотнения смеси под действием центробежных сил на частицы железа.

Важной характеристикой муфты при использовании ее в качестве исполнительного и регулирующего органа является время переходного процесса, протекающего в магнитно-эмульсионной муфте весьма быстро. Опыт показывает, что

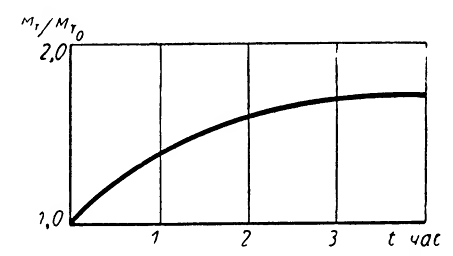


Фиг. XII. 12. Зависимость момента M_T от состава магнитно-эмульсионной смеси.



Фиг. XII. 13. Зависимость момента M_0 от относительной скорости вращения ведущей и ведомой частей.

для муфт небольшой мощности через 0,02 — 0,035 сек. передаваемый момент достигает своей номинальной величины, что позволяет отнести такие муфты к классу наиболее быстродействующих электрических сервоприводов.



Фиг. XII. 14. Изменение момента, передаваемого муфтой, от времени ее работы.

Рассмотренные характеристики не полностью отражают свойства магнитно-эмульсионной муфты, однако их вполне достаточно для оценки возможности практического применения муфт данного типа.

Уравнения движения муфты. Уравнения движения магнитно-эмульсионной муфты в общем случае могут быть написаны в виде

$$\frac{d\psi}{dt}+Ri=U;$$

$$J_1\frac{dn}{dt}=M_{\partial}-M_T; \qquad \text{(XII. 15)}$$

$$J_2\frac{dn_1}{dt}=M_T-M_н,$$

где $M_T=f(\psi_1,n-n_1,t)$ — момент, действующий на ведомую часть муфты[1].

Интегрируя систему уравнений (XII. 15) одним из известных методов, можно найти скорость вращения выходного вала муфты n_1 как функцию времени и определить продолжительность переходного процесса. Однако для исследования работы муфты и возможности ее применения в системах атоматического регулирования эти уравнения неудобны, поэтому выведем упрощенное уравнение движения муфты.

Будем считать, что полный магнитный поток электромагнитной муфты равен $\psi=Li$, где $L=\text{const}$. Тогда первое уравнение системы (XII. 15) для тока в обмотке электромагнита примет простой вид:

$$T\frac{di}{dt}+i=\frac{1}{R}U, \qquad \text{(XII. 16)}$$

где $T=\frac{L}{R}$, L и R — индуктивность и активное сопротивление обмотки электромагнита.

Раскладывая функции M_{∂}, M_T и $M_н$ в ряд Тэйлора и отбрасывая все члены разложения, содержащие степени приращений выше первой, получим

$$M_{\partial}=M_{\partial 0}-an;$$

$$M_T=M_{T0}-b(n-n_1)+ki; \qquad \text{(XII. 17)}$$

$$M_н=M_{н0}+b_1n_1,$$

где $M_{\partial 0}$, M_{T0}, $M_{н0}$ — начальные величины моментов, двигателя, муфты и сопротивления нагрузки;

a, b, b_1, k — постоянные, равные частным производным членов ряда Тэйлора (значки приращений переменных везде опущены).

[1] Остальные обозначения те же, что и для электромагнитной муфты сухого трения.

Используя выражения (XII. 17) и (XII. 16), систему уравнений (XII. 15) легко привести к одному уравнению третьего порядка:

$$TJ_1J_2\frac{d^3n_1}{dt^3}+[J_1J_2+TJ_1(b_1-b)+TJ_2(a-b)]\frac{d^2n_1}{dt^2}+[J_1(b_1-b)+$$

$$+J_2(a-b)+Ta(b_1-b)-Tbb_1]\frac{dn_1}{dt}+[a(b_1-b)-bb_1]n_1=$$

$$=a(M_{T0}-M_{н0})+b(M_{н0}-M_{д0})+\frac{ak}{R}U+\frac{J_1k}{R}\frac{dU}{dt}. \quad \text{(XII. 18)}$$

Уравнение (XII. 18) в отличие от системы (XII. 15) является линейным, и его решение не представляет затруднений. Оно позволяет составить передаточную функцию муфты, чего нельзя сделать непосредственно используя систему уравнений (XII. 15) *.

Уравнения движения муфты в частных случаях (например, когда не учитывается постоянная времени обмотки электромагнита или уменьшение скорости вращения приводного двигателя) легко могут быть получены из уравнения (XII. 18) путем приравнивания нулю величин T или $\frac{1}{J_1}$ ($J_1=\infty$) и т. д.

Переходный процесс муфты при включении обмотки электромагнита на постоянное напряжение (U = const), как следует из решения уравнения (XII. 18), определяется выражением

$$n_1=A_1e^{\lambda_1 t}+A_2e^{\lambda_2 t}+A_3e^{\lambda_3 t},$$

где A_1, A_2 и A_3 — постоянные, определяемые начальными условиями;

λ_1, λ_2 и λ_3 — корни характеристического уравнения дифференциального уравнения (XII. 18), и представляет собой апериодическую функцию времени.

Время, в течение которого заканчивается переходный процесс, существенно зависит от конструкции и параметров муфты; от момента инерции ведомых частей, состава смеси и др.

В муфтах этого типа, так же как и в электромагнитных муфтах трения, кроме переходного процесса можно рассматривать процесс нарастания передаваемого муфтой момента (включение муфты).

Если не учитывать инерционность сцепляющегося слоя, то процесс нарастания момента в муфте описывается первым уравнением системы (XII. 15) или уравнением (XII. 16). Это значит, что передаваемый муфтой момент изменяется так же, как и магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения муфты, в связи с чем время нарастания момента может быть уменьшено путем увеличения скорости нарастания потока. Последнее достигается, в частности, применением шихтованного магнитопровода, у которого общий поток складывается из большого числа потока сцеплений.

Время нарастания момента у муфт обычной конструкции с передаваемым моментом 1—10 *кгм* может быть в пределах 0,05—0,5 сек.

* Уравнение (XII. 18) составлено для малых отклонений n_1.

Применяя шихтованный магнитопровод и многокатушечные конструкции, это время можно уменьшить в 3—5 раз.

Расчет муфты. Приведем расчет основных параметров и конструктивных размеров муфты. В общем случае момент, передаваемый муфтой без проскальзывания, определяется величиной предельного касательного напряжения в слое смеси (находящейся в рабочем зазоре между ведущей и ведомой частями), которая не вызывает пластической деформации этого слоя. Такое предельное касательное напряжение является как бы пределом начала текучести сцепляющего слоя густой жидкости.

Этот факт позволяет при выводе расчетных формул считать, что вращающий момент в магнитно-эмульсионной муфте передается за счет сил вязкого трения смеси, свойства которой изменяются при изменении величины магнитного потока.

В работах по теории вязкости выводится зависимость (Бинхейм — Шведова), определяющая силу вязкости густой жидкости, эмульсии или смеси, действующую на единицу площади:

$$\tau_в = \mu_{ав} \frac{v}{\delta} + \theta, \qquad \text{(XII. 19)}$$

где $\tau_в$ — сила, действующая по касательной к поверхности, в *кг/см*^{2};

δ — толщина слоя смеси;

v — скорость в *см/сек*;

$\mu_{ав}$ — коэффициент абсолютной вязкости в *кгсек/см*^{2};

θ — коэффициент начала текучести в *кг/см*^{2}.

В данном случае коэффициент $\mu_{ав}$ зависит не только от сорта масла, но и от состава смеси $\mu_{ав} = f(k_0)$. Коэффициент θ в основном является функцией состава смеси k_0 и силы сцепления друг с другом частиц железного порошка, т. е. величины магнитного поля $\theta = \varphi(k_0, Ф)$. Используя зависимость (XII. 19), напишем выражение для величины силы, действующей с двух сторон на кольцевую поверхность диска радиуса R и шириной ΔR:

$$\Delta P = \frac{8\pi^2 \mu_{ав} (n - n_1) R^2 \Delta R}{\delta_a - \delta_д} + 2\pi\theta R \Delta R,$$

где δ_a — расстояние между полюсами электромагнита;

$\delta_д$ — толщина диска (фиг. XII. 15).

Умножая полученное выражение на R, найдем величину элементарного момента:

$$\Delta M_T = \frac{8\pi^2 \mu_{ав} (n - n_1) R^3 \Delta R}{\delta_a - \delta_д} + 2\pi\theta R^2 \Delta R. \qquad \text{(XII. 20)}$$

Интегрируя уравнение (XII. 20) по R в пределах от R_2 до R_1, получим момент, действующий на диск:

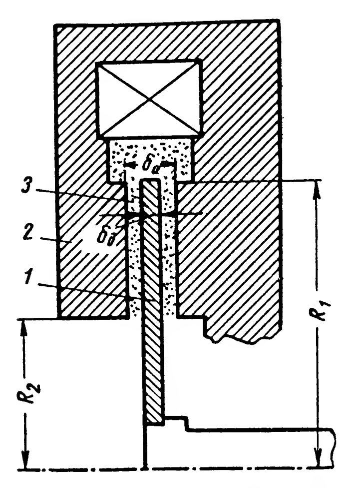
$$M_T = \frac{4\pi^2 \mu_{ав} (n - n_1) \left(R_1^4 - R_2^4\right)}{\delta_a - \delta_д} + \frac{4}{3}\pi\theta \left(R_1^3 - R_2^3\right)$$

или

$$M_T = \frac{4\pi^2 \mu_{ав} (n - n_1) \left(1 - k_в^4\right) R_1^4}{\delta_a - \delta_д} + \frac{4}{3}\pi\theta \left(1 - k_в^3\right) R_1^3. \qquad \text{(XII. 21)}$$

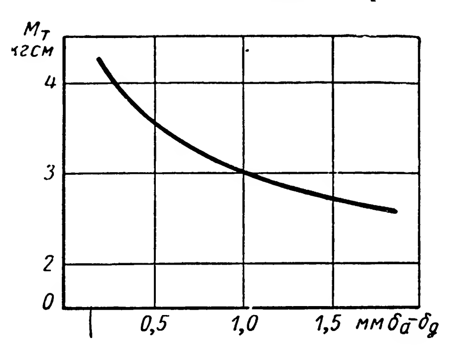
Для иллюстрации формулы (XII. 21) на фиг. XII. 16 приведена экспериментальная зависимость момента, передаваемого муфтой дискового типа, от зазора между поверхностями трения.

Зная величины коэффициентов $\mu_{ав}$ и θ (табл. XII. 2), по выражению (XII. 21) можно определить радиус муфты R_1, необходимый для передачи заданного момента; однако при этом



Фиг. XII. 15. Расчетная схема магнитно-эмульсионной муфты:

1 — диск; *2* — магнитопровод; *3* — смесь.



Фиг. XII. 16. Зависимость момента M_T от зазора между ведущей и ведомой частями муфты.

приходится решать уравнение четвертой степени. Так как коэффициент $\mu_{ав}$ обычно значительно меньше θ, то на первой стадии расчета R_1 вычисляется без учета первого слагаемого выражения (XII. 21), т. е. по формуле

$$R_1 = \sqrt{\frac{3M_T}{4\pi\theta\left(1 - k_в^3\right)}}. \qquad \text{(XII. 22)}$$

Затем величина R_1 уточняется с учетом мощности, рассеиваемой при скольжении, так как для предотвращения перегрева муфты необходимо ограничивать удельную. мощность, рассеиваемую единицей площади диска $L_д$:

$$L_д = \frac{M_T(n - n_1)}{10{,}2\left(1 - k_в^2\right) R_1^2} \ вт/см^2, \qquad \text{(XII. 23)}$$

где n и n_1 — число об/сек.

Найденную по формуле (XII. 22) величину R_1 нужно подставить в выражение (XII. 23) и вычислить $L_д$. Если полученное $L_д$ больше допустимого (см. табл. XII. 2), то R_1 следует увеличить[1]. После того как радиус диска муфты найден, нетрудно определить ее остальные

[1] Точный тепловой расчет муфты затрудняется неопределенностью коэффициента теплоотдачи корпуса, который зависит от формы корпуса, наличия специальных ребер, окраски корпуса и др. и может быть определен с достаточной точностью лишь экспериментально.

конструктивные параметры, используя для этого, например, схему, приведенную на фиг. XII. 15. Размеры магнитопровода и катушки электромагнита определяются из расчета магнитной цепи. При этом магнитная проницаемость смеси масла и ферромагнитного порошка берется равной проницаемости воздуха, умноженной на α, а максимальная индукция между поверхностями трения $1 \div 1{,}2 \cdot 10^{-4}$ в *сек/см*^{2}.

Для муфты барабанного типа расчетные формулы (XII. 21) — (XII. 23) принимают вид

$$M_T = \frac{4\pi^2 \mu_{ав} (n - n_1)\, l_{эф} R^3}{\delta_T} + 2\pi l_{эф} \theta R^2;$$

$$l_{эф} = m_T l_{раб},$$

где $l_{раб}$ — рабочая длина поверхности ведомого цилиндра;
m_T — количество поверхностей трения;
δ_T — зазор между поверхностями трения (цилиндром и электромагнитом).

Пренебрегая первым слагаемым в выражении для M_T, находим

$$R = \sqrt{\frac{M_T}{2\pi l_{эф} \theta}}.$$

Таблица XII. 2

Параметры, входящие в расчетные формулы муфт средней мощности

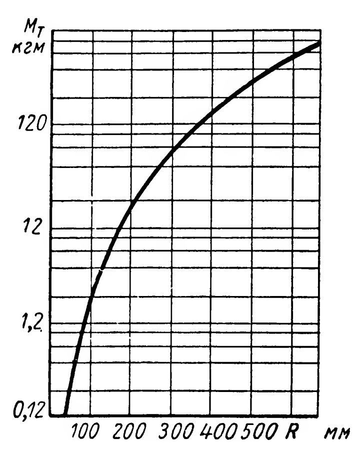
Параметры	Приближенная зависимость	Размеры
Коэффициент абсолютной вязкости $\mu_{ав}$	$\mu_{ав} = \mu_м k_0$	$\mu_м = 10^{-5} \div 10^{-6}$ *кгсек/см*^{2}
Коэффициент начала текучести θ	$\theta = \theta_0 k_0 B$	$\theta_0 = 1{,}1 \div 1{,}2 \cdot 10^4$ *кг/в сек* $\left(B\ \frac{в\ сек}{см^2}\right)$
Мощность, рассеиваемая единицей поверхности трения $L_д$:		
при малой скорости и естественном охлаждении . .	—	0,15 *в/см*^{2}
при большой скорости и усиленном охлаждении	—	0,7 в *см*^{2}
Толщина диска $\delta_д$		0,8—2,0 *мм*
Толщина цилиндра δ_φ		2—6 *мм*
Зазор между поверхностями трения δ, $\delta_д$, δ_T	—	0,5—2 *мм*
Отношение радиусов диска . . .	$k_в = \frac{R_2}{R_1}$	0,6—0,8
Максимальное радиальное ускорение	—	До 60g

Примечание. Таблица составлена по экспериментальным данным.

Удельная рассеиваемая мощность определяется из формулы

$$L_{\partial} = \frac{M_T (n - n_1)}{10{,}2 R l_{эф}}.$$

Порядок расчета дискового и барабанного типа муфт одинаков. Для примера на фиг. XII. 17 показан график зависимости M_T от радиуса муфты барабанного типа [1].



Фиг. XII. 17. Зависимость момента M_T от радиуса барабана муфты.

В табл. XII. 3 перечислены употребляемые составы смеси. Наиболее часто применяют смесь карбонильного железа и легкого машинного масла.

Таблица XII. 3

Употребляемые составы смеси

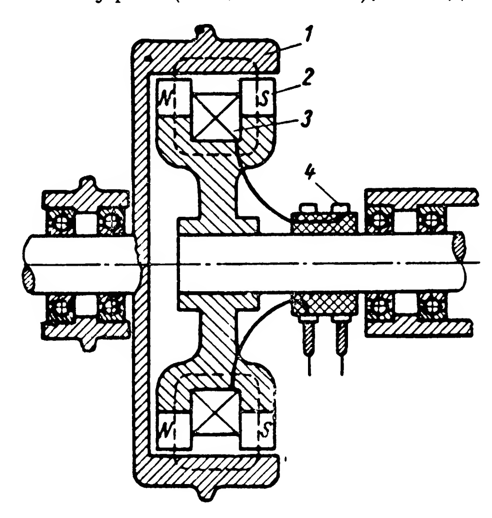
Компоненты смеси		Размер частиц порошка в *мк*	Величина α
Наименование	Ферромагнитный порошок		
Легкое машинное масло	Карбонильное железо	8	1/9
Кремнийорганическое масло	То же	40	1/5
Силиконовое масло	„	5	1/9
Трансформаторное масло	„	5	1/5
Легкое машинное масло	Трансформаторная сталь	8	1/5
Порошок графита [1]	Карбонильное железо	8	1/24

[1] Муфты, имеющие указанный состав смеси, обычно выполняются дискового типа и имеют некоторые особенности конструкции, связанные с необходимостью удерживать смесь в рабочем пространстве при отсутствии намагничивания.

[1] График построен по экспериментальным данным.

3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ МУФТЫ СКОЛЬЖЕНИЯ

В электромагнитных муфтах скольжения магнитное поле, связывающее ведомую и ведущую части муфты, так же как и в муфтах трения, создается постоянным током. Однако как по принципу действия, так и по основным характеристикам электромагнитные муфты скольжения ближе всего примыкают к асинхронным двигателям. Вращающееся магнитное поле в этих муфтах, пересекая токопроводящие элементы одной из частей муфты (чаще ведомой), наводит в них ток, взаимодействие которого с магнитным полем и создает вращающий момент, прикладываемый к ведомой части муфты. Соответственно скорость вращения ведомой части муфты обычно меньше, чем скорость вращения магнитного поля, потери энергии в такой муфте сильно возрастают по мере уменьшения скорости вращения ведомой части муфты, вращающий момент, передаваемый муфтой, равен нулю при «синхронной» скорости и достигает максимума при некоторой меньшей скорости, зависящей от параметров вторичной электрической цепи муфты. В частности, максимальным моментом может быть и пусковой момент муфты. Так же как и в асинхронных двигателях, вторичная электрическая цепь электромагнитной муфты скольжения может быть выполнена в виде короткозамкнутой обмотки («беличьего колеса») или в форме массивного ротора (фиг. XII. 18). В последних двух случаях вращающий момент создают вихревые токи ротора.



Фиг. XII. 18. Схема индукционной муфты скольжения с массивной ведомой частью:

1 — ведомая часть; *2* — полюса электромагнита; *3* — обмотка; *4* — контактные кольца.

От асинхронного двигателя, так же как и от электромагнитных муфт трения, электромагнитные муфты скольжения выгодно отличаются тем, что их вращающие моменты и скорости вращения легко поддаются регулированию путем изменения тока возбуждения.

Для осуществления реверсирования муфты скольжения, необходимого в следящих схемах, в муфте используют две ведущие части, вращающиеся в противоположных направлениях и поочередно или одновременно воздействующие на ведомую часть. Две ведущие части муфты могут приводиться во вращение либо одним приводным двигателем с помощью промежуточного механического реверсирующего звена, либо двумя отдельными приводными двигателями. В последнем случае отпадает необходимость использования зубчатой передачи.

Выходной вал муфты в данном случае должен проходить через полый вал двигателя, что вызывает переделки стандартных двигателей. Если муфту сконструировать вместе с двигателями, то во многих случаях применение двух двигателей может быть оправдано, так как срок службы привода без замены деталей значительно возрастает.

При выполнении муфты с одним двигателем, для вращения электромагнитов (или их внутренних частей) в противоположных направлениях наиболее целесообразно применять цилиндрические шестерни с прямым или косым зубом. При малых мощностях привода (до 100 *вт*) для уменьшения шума одна из промежуточных шестерен может быть выполнена из текстолита.

В настоящее время в технике электропривода применяют электромагнитные муфты скольжения двух видов, существенно отличающихся друг от друга по способу создания вращающегося магнитного поля в муфтах.

В муфтах первого вида намагничивающие катушки установлены на явно выраженные полюса одной из двух частей муфты (наиболее часто ведущей). Магнитные силовые линии в такой муфте располагаются в основном в плоскостях, перпендикулярных к оси вращения муфты. Магнитное поле в воздушном зазоре такой муфты при переходе от полюса к полюсу меняет свое направление на противоположное.

В электромагнитных муфтах скольжения второго вида оси катушек возбуждения совпадают с осью вращения муфты и магнитные силовые линии располагаются в радиальных плоскостях, проходящих через ось муфты (см. фиг. XII. 18). Соответственно в любом сечении, перпендикулярном к оси муфты, по всей окружности воздушного зазора магнитное поле имеет одинаковое направление: от внешней части муфты к внутренней или наоборот (так называемое «униполярное» поле). При этом в зависимости от конструкции муфты каждая магнитная силовая линия может проходить через рабочий воздушный зазор один раз.

Индуктирование токов во вторичной цепи такой муфты происходит благодаря пульсациям магнитного потока, вызванным как бы переменной магнитной проводимостью зазора вследствие перемещения полюсов магнитопровода, что дает основание отнести такие муфты к категории индукторных машин.

Обмотки возбуждения муфт такого типа могут быть установлены как на вращающихся, так и на неподвижных частях муфты. В первом случае для обеспечения питания обмоток возбуждения током необходимы контактные кольца и щеточное устройство.

Применение муфт, работающих за счет вихревых токов позволяет создать компактный исполнительный элемент, использующий асинхронный двигатель с широким диапазоном регулирования скорости. Однако в системах автоматического регулирования и следящих системах применение таких муфт затруднено значительной нелинейностью их характеристик и главным образом большим моментом инерции ведомых частей муфты, что сильно усложняет стабилизацию системы и увеличивает время переходного процесса. Вслед-

ствие этого применение данных муфт до сих пор ограничивалось в основном системами, предназначенными для регулирования скорости вращения при переменном моменте нагрузки или для регулирования момента нагрузки при переменной скорости вращения, например для натяжения кабеля при намотке и т. п.

Схема такой системы достаточна проста, так как, кроме самой муфты и приводного двигателя, она включает лишь усилитель, питающий обмотку возбуждения, измерительный и стабилизирующий элементы. Ее недостаток состоит в том, что большее скольжение при регулировании скорости сопряжено со значительным нагреванием муфты, поэтому она нуждается в специальном охлаждении.

В 1951 г. автором был предложен новый тип малоинерционной реверсивной индукционной муфты, действие которой также основано на взаимодействии вихревых токов с магнитным полем электромагнитов. При простоте конструкции эта муфта имеет хорошие показатели, сочетая в себе быстродействие и линейность характеристик.

Эти качества малоинерционной реверсивной индукционной муфты раскрывают широкие возможности использования ее в системах автоматического регулирования и следящих системах. Уже в настоящее время применение таких муфт в следящих системах различной мощности (от десятков ватт до нескольких киловатт) позволило значительно повысить их статическую и динамическую точность по сравнению с системами, в которых применялись электрические привода других типов той же мощности, поэтому малоинерционные индукционные реверсивные муфты рассмотрены более подробно.

Кроме того, приводимые ниже основные зависимости и уравнения могут быть в значительной степени использованы для индукционных муфт других типов, особенно при исследовании работы муфт в реверсивном исполнении.

4. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВО МАЛОИНЕРЦИОННОЙ РЕВЕРСИВНОЙ ИНДУКЦИОННОЙ МУФТЫ

Реверсивная асинхронная муфта скольжения (фиг. XII. 19) состоит из корпуса, внутри которого расположены два электромагнита, вращающиеся с постоянной скоростью в противоположных направлениях при помощи электродвигателя[1]. В воздушных зазорах электромагнитов помещен ротор, представляющий собой тонкостенный дуралюминовый цилиндр с перемычкой в середине (фиг. XII. 20). Ротор укреплен на выходном валу.

Обмотки электромагнитов включаются в анодные цепи двух электронных ламп, образующих мостовую схему, которая показана на фиг. XII. 21. Принцип действия муфты состоит в следующем. Если напряжение на сетках ламп $Л_1$ и $Л_2$ одинаково, т. е. сигнал на входе лампового моста равен нулю, то токи в анодных цепях ламп i_1 и i_2 равны. Проходя по обмоткам электромагнитов, токи i_1 и i_2

[1] Электродвигатель может быть любого типа, но наиболее целесообразно применять асинхронный двигатель переменного тока.

создают магнитное поле. Так как электромагниты вращаются в противоположных направлениях, то магнитное поле, пересекая стенки ротора, индуктирует в них вихревые токи, которые, в свою очередь, взаимодействуя с магнитным полем, создают на роторе два момента, равные по величине, но противоположные по направлению [1].

Ротор при этом остается в покое. При подаче на вход лампового моста напряжения $e_{вх}$ баланс токов в лампах $Л_1$ и $Л_2$ нарушается, вследствие чего момент, действующий на ротор со стороны одного электромагнита, оказывается больше, чем со стороны другого. Разность моментов воздействует на ротор, заставляя его вращаться в том или ином направлении в зависимости от полярности напряжения $e_{вх}$. Скорость вращения ротора тем больше, чем больше напряжение на входе моста.

Конструктивно малоинерционная реверсивная индукционная муфта может выполняться в двух вариантах. Схема первого из них изображена на фиг. XII. 19. Второй вариант приведен на фиг. XII. 22.

В этом варианте контактные кольца отсутствуют, так как обмотка электромагнитов выполнена неподвижной. Электромагниты состоят каждый из двух частей: наружной, неподвижной и внутренней, имеющей вырезы, которые образуют одноименные полюса. Внутренние части электромагнитов вращаются в противоположных направлениях при помощи двух двигателей.

Чтобы увеличить сопротивление для вихревых токов, возникающих в теле наружной части электромагнитов под действием пульсации магнитного поля при вращении внутренней части, и свести к минимуму вредный тормозной момент взаимодействия этих вихревых токов с магнитным полем полюсов, край наружной части, находящийся против полюсов, выполняется из колец листовой стали. Кроме этого, при большой скорости вращения внутренней части электромагнитов (более 3000 об/мин) для предотвращения размагничивания основного потока вихревыми токами, образующимися в теле полюсов, и лишних потерь, полюса также выполняются из листов стали (толщиной 0,35—0,5 *мм*), вырезанных в форме звездочки (фиг. XII. 23).

Характеристики муфты. Момент, действующий на неподвижный ротор муфты, со стороны каждого электромагнита, в случае, когда токи в их обмотках одинаковы, равен

$$M = Cn_0B_0^2, \qquad (XII.24)$$

где B_0 — величина магнитной индукции в рабочих воздушных зазорах электромагнитов [2] в *сек/см*^{2};

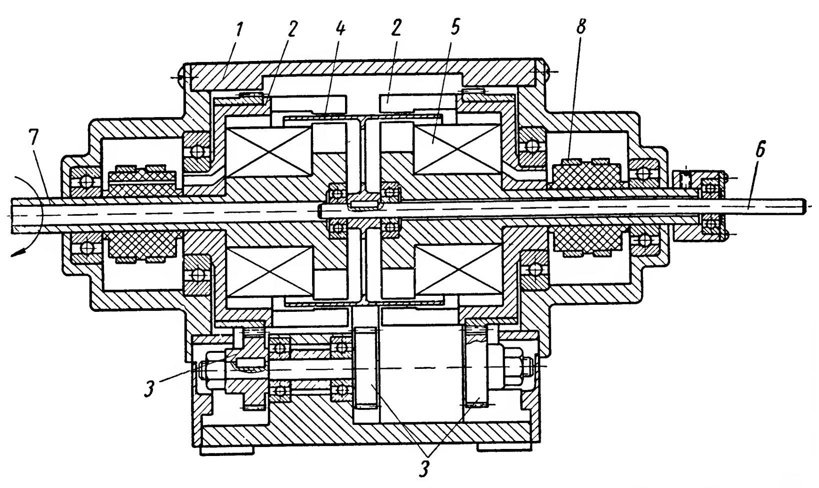
n_0 — скорость вращения электромагнитов (или их внутренней части), рад/сек;

C — коэффициент, зависящий от геометрических размеров ротора и полюсов электромагнитов и от величины индукции B_0.

---

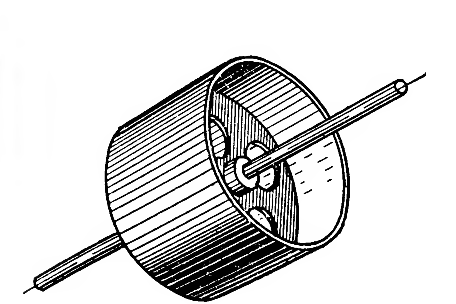
[1] Для простоты рассуждений считаем, что электромагниты одинаковы, а ротор расположен симметрично между ними.

[2] Рабочим воздушным зазором во втором варианте конструкции муфты назовем воздушный зазор под зубьями, в котором помещается ротор.

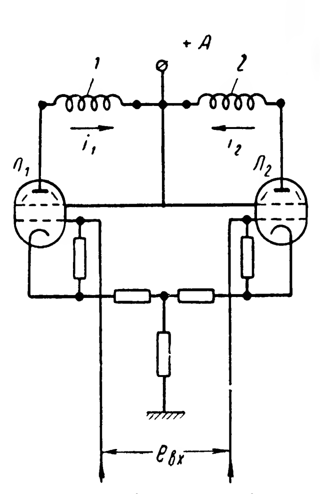


Фиг. XII. 19. Конструкция реверсивной асинхронной муфты скольжения с ведомой частью в виде полого цилиндра и с одним приводным двигателем:

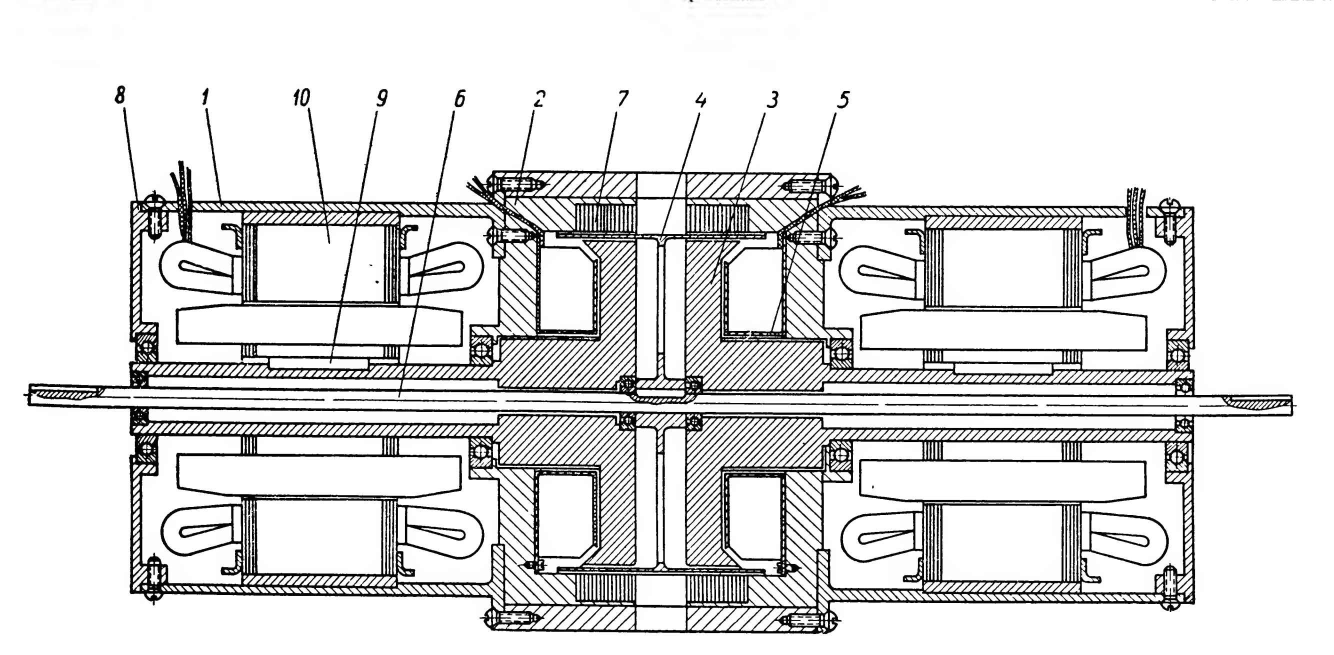
1 — корпус; *2* — электромагниты; *3* — шестерни; *4* — ротор; *5* — обмотка; *6* — выходной вал; *7* — входной вал; *8* — контактные кольца.



Фиг. XII. 20. Ведомая часть электромагнитной муфты скольжения в виде полого цилиндра.



Фиг. XII. 21. Схема лампового моста питания цепи управления электромагнитной муфты скольжения.



Фиг. XII. 22. Конструкция реверсивной асинхронной муфты скольжения с неподвижными обмотками возбуждения и с двумя приводными асинхронными двигателями:

1 — корпус; *2* — магнитопровод; *3* — сердечники электромагнитов; *4* — ротор; *5* — обмотка; *6* — выходной вал; *7* — набор из листовой стали; *8* — крышка; *9* — ротор двигателя; *10* — статор двигателя.

Величину коэффициента C можно выразить через размеры ротора, полюсов электромагнитов и сопротивление ротора вихревым токам, т. е.

$$C = 32,1\frac{lk_э r^3}{R_p}, \qquad \text{(XII. 25)}$$

где C — в $см^4/ом$;

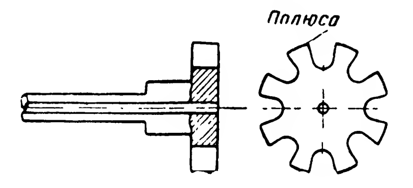
l — длина сечения полюса в воздушном зазоре, $см$;

r — радиус ротора, $см$;

b — ширина сечения полюса, $см$;

$$k_э = \frac{l}{b}$$

Если потоки рассеяния электромагнитов малы, что наблюдается в первом варианте конструкции муфты, то коэффициент C можно считать постоянным, так как сопротивление ротора вихревым токам R_p мало изменяется при изменении индукции в рабочем воздушном зазоре электромагнитов. Однако во втором варианте конструкции муфты, где рабочий воздушный зазор образуется сочетанием, эквивалентным сочетанию полюс — плоскость, а также при большой величине индукции потоки рассеяния, проходящие в пространстве между зубьями электромагнита, могут иметь существенную величину и их следует учитывать. В этом случае R_p зависит от величины индукции в воздушном зазоре и, следовательно, коэффициент C является переменным.



Фиг. XII. 23. Сердечник электромагнита.

Примем

$$R_p = R_0 + R(B), \qquad \text{(XII. 26)}$$

где R_0 — сопротивление ротора вихревым токам при отсутствии потоков рассеяния.

R_0 в случае идеализации распределения токов в стенках ротора равно

$$R_0 = \frac{\pi\rho}{\delta \ln\left(1 + \frac{\pi}{2k_э}\right)},$$

здесь ρ — удельное сопротивление;

δ — толщина стенки ротора,

и, следовательно

$$C_0 = 32,1\frac{lk_э r^3}{R_0}. \qquad \text{(XII. 27)}$$

Тогда величину вращающего момента, действующего на ротор, получим в виде

$$M_{вр} = M_1 - M_2, \qquad \text{(XII. 28)}$$

где M_1 — момент, действующий на ротор со стороны первого электромагнита;

M_2 — момент, действующий со стороны второго электромагнита, причем

$$M_1 = C_1 (n_0 - n) B_1^2,$$

$$M_2 = C_2 (n_0 + n) B_2^2;$$

здесь

$$C_1 = 32{,}1 \frac{lk_э r^3}{R_0 + R(B_1)};$$

$$C_2 = 32{,}1 \frac{lk_э r^3}{R_0 + R(B_2)};$$

n — скорость вращения ротора.

Подставляя значения моментов M_1 и M_2 в уравнение (XII. 28) и учитывая уравнение (XII. 27) после преобразований, окончательно получим

$$M_{вр} = C_0 \left[n_0 \left(B_1'^2 - B_2'^2 \right) - n \left(B_1'^2 + B_2'^2 \right) \right], \qquad \text{(XII. 29)}$$

где

$$B_1' = \frac{B_1}{\sqrt{1 + \frac{R(B_1)}{R_0}}}; \quad B_2' = \frac{B_2}{\sqrt{1 + \frac{R(B_2)}{R_0}}};$$

B_1 и B_2 — величины индукций, соответственно в воздушных зазорах первого и второго электромагнитов;

B_1' и B_2' назовем «приведенными индукциями».

Из выражения (XII. 29) находим скорость вращения выходного вала муфты в установившемся режиме, приравнивая вращающий момент моменту нагрузки $M_н$:

$$n = n_0 \frac{B_1'^2 - B_2'^2 - \frac{M_н}{C_0 n_0}}{B_1'^2 + B_2'^2}. \qquad \text{(XII. 30)}$$

Выражения (XII. 29) и (XII. 30) позволяют определить характеристики муфты, однако по ним нельзя непосредственно судить о зависимостях вращающего момента и скорости вращения выходного вала от напряжения на входе лампового моста или от разности токов в обмотках электромагнитов. Чтобы получить формулы, определяющие эти характеристики муфты, нужно приведенную индукцию в воздушных зазорах электромагнитов B' выразить через ампер-витки или намагничивающую силу (НС) их обмоток.

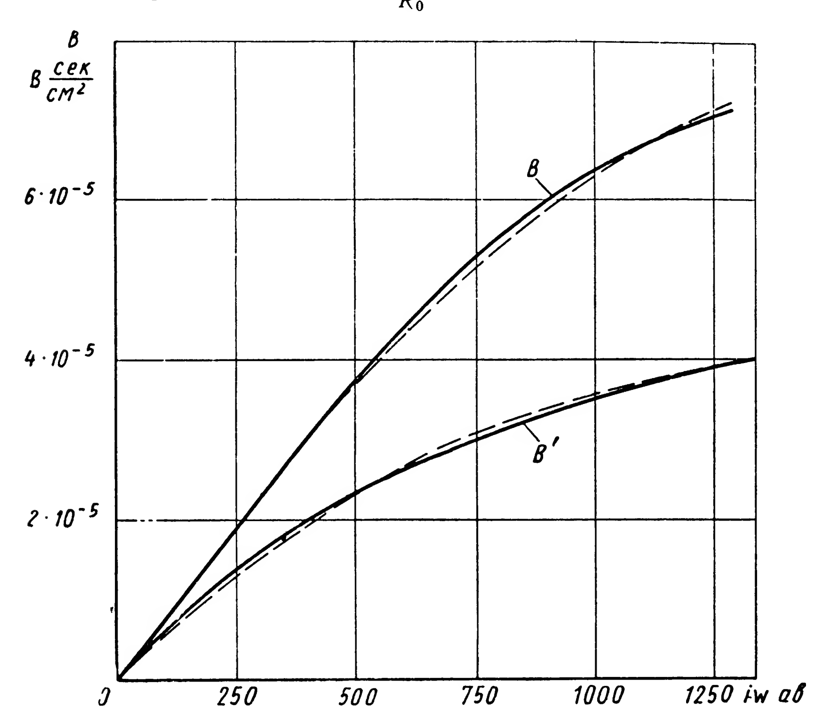
Это достигается, например, применением метода аппроксимации, причем в данном случае с точностью, вполне достаточной для практических целей, функции $B(iw)$ и $R(B)$ можно аппроксимировать аналитической функцией вида $ax - bx^2$*. Тогда получим

$$B = a_1 iw - a_2 (iw)^2;$$

$$\frac{R(B)}{R_0} = a_1' iw - a_2' (iw)^2,$$

* Имеется в виду аппроксимация одной ветви кривой $B(iw)$ без учета явления гистерезиса.

где a_1 и a_2 — постоянные коэффициенты. Эти коэффициенты определяются решением системы уравнений, составленной из условия прохождения аппроксимирующей функции через две заданные точки, лежащие на кривой $B\ (iw)$ или $\frac{R\ (B)}{R_0}$.



Фиг. XII. 24. График зависимостей индукции в рабочем воздушном зазоре электромагнитов от ампер-витков:

$a_1 = 8{,}1\cdot10^{-8}$; $a_2 = 1{,}93\cdot10^{-11}$; $A_1 = 5{,}55\cdot10^{-2}$; $A_2 = 2{,}04\cdot10$.

На фиг. XII. 24 и XII. 25 приведены зависимости $B(iw)$ и $\frac{R_0}{R}\ (iw)$ для одного из образцов второго варианта конструкции муфты, а штриховыми линиями показаны графики аппроксимирующих функций.

Для приведенной индукции получим аналогичное выражение:

$$B' = A_1 iw - A_2\ (iw)^2, \qquad \text{(XII. 31)}$$

где A_1 и A_2 — постоянные коэффициенты.

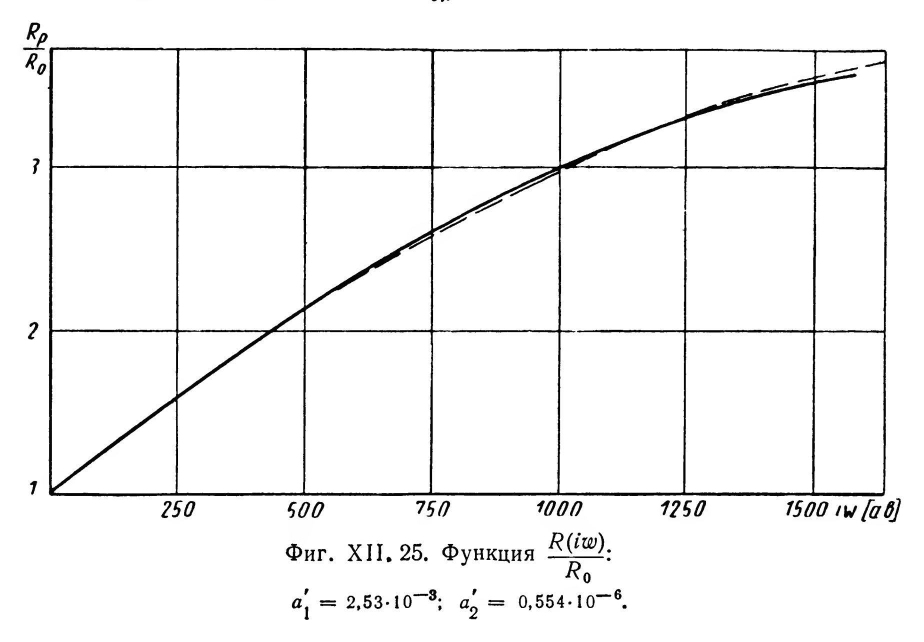
График B' и соответствующая аппроксимирующая функция показаны на фиг. XII. 24.

Если магнитная система рассчитана правильно, то характер функции B' (величины коэффициентов A_1 и A_2) мало изменяется при изменении размеров муфты [1], что облегчает расчет муфты.

[1] Это следует из теории подобия электромагнитов.

На фиг. XII. 26 приведен график зависимости B' от B, используемый для расчета муфты.

Подставив значения B_1' и B_2', выраженные через iw по формуле (XII. 31), в формулы (XII. 29) и (XII. 30), нетрудно найти зависимость $M_{вр}$ и n от разности токов в обмотках электромагнитов или напряжения на входе моста $e_{вх}$.



Фиг. XII. 25. Функция $\frac{R(iw)}{R_0}$:

$a_1' = 2{,}53 \cdot 10^{-3}$; $a_2' = 0{,}554 \cdot 10^{-6}$.

Для этого, считая связь анодного тока и напряжения на сетках ламп линейной, введем следующие обозначения:

$$1)\quad i_0 = \frac{iw_1 + iw_2}{2w},$$

где i_0 — ток в обмотках электромагнитов, когда напряжение на входе моста равно нулю (назовем его «начальным» током в обмотках электромагнитов).

$$2)\quad \Delta i = N_c e_{вх} = \frac{iw_1 - iw_2}{2w},$$

где Δi — разность токов в обмотках электромагнитов;

N_c — коэффициент усиления лампового моста.

Так как ламповый мост обычно является оконечным каскадом усилителя, то в этом случае N_c является коэффициентом усиления усилителя. В дальнейшем для упрощения формул примем $N_c = 1$, т. е. $N_c = 1$ *ма/в*.

$$3)\quad m_1 = A_1\dot{w},$$

$$m_2 = A_2\dot{w}^2.$$

Тогда после соответствующего преобразования выражений (XII. 29) и (XII. 30) получим

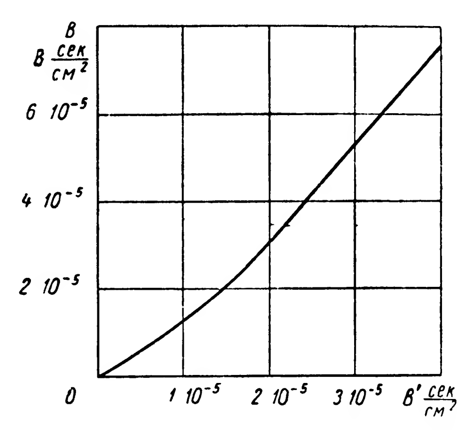
$$M_{вр} = 2C_0 \{2n_0 [(m_1^2 - 3m_1m_2i_0 + 2m_2^2i_0^2)\, i_0 - m_2\,(m_1 - 2m_2i_0)\, e_{вх}^2]\, e_{вх} -$$

$$- n\,[m_2^2e_{вх}^4 + (m_1^2 - 6m_1m_2i_0 + 6m_2^2i_0^2)\, e_{вх} + (m_1 - m_2i_0)^2\, i_0^2]\};$$

$$n = \frac{2n_0\left[(m_1^2 - 3m_1m_2i_0 + 2m_2^2i_0^2)\,i_0 - m_2\,(m_1 - 2m_2i_0)\,e_{вх}^2\right]e_{вх} - \frac{M_н}{2C_0}}{m_2^2e_{вх}^4 + (m_1^2 - 6m_1m_2i_0 + 6m_2^2i_0^2)\,e_{вх}^2 + (m_1 - m_2i_0)^2\,i_0^2}.$$

Эти выражения позволяют построить характеристики муфты (например, зависимость вращающего момента на выходном валу, скорость его вращения от напряжения на входе моста и пр.) и определить влияние на характеристики муфты величины i_0.

Назовем индукцию магнитного поля в рабочих воздушных зазорах, соответствующую току i_0, начальной индукцией B_0 и B_0'.



Фиг. XII. 26. График зависимости индукции в рабочем воздушном зазоре электромагнитов от B'.

На фиг. XII. 27 приведены графики, которые показывают влияние величины начального тока i_0 на зависимость скорости вращения выходного вала от $e_{вх}$, построенные на основании приведенных выше выражений.

Определение характеристик муфты и исследование влияния на них начального тока i_0, можно также произвести, используя графо-аналитический метод, не требующий аппроксимации функции $B\,(iw)$ и поэтому позволяющий учесть все ее особенности. Он заключается в следующем. Путем расчетов или экспериментально находим зависимость момента, действующего на заторможенный ротор ($n = 0$) со стороны одного электромагнита, от величины тока в его обмотке: $M' = \varphi\,(i)$.

После несложных преобразований формулы (XII. 29) и (XII. 30) можно написать в виде

$$M_{вр} = M_1' - M_2' - \frac{n}{n_0}\,(M_1' + M_2'); \qquad \text{(XII. 32)}$$

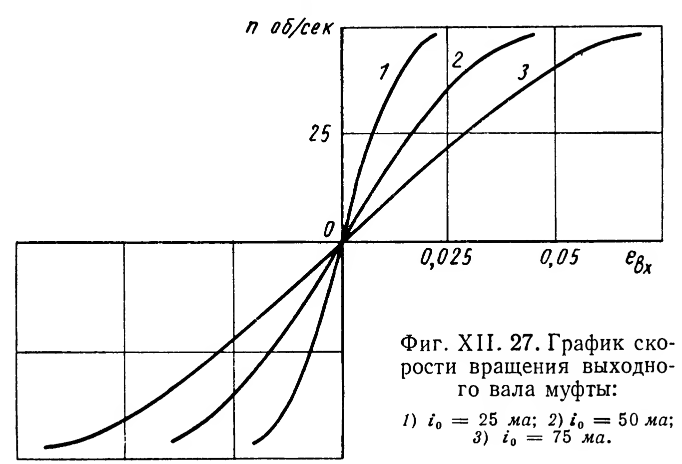
$$n = n_0\frac{M_1' - M_2' - M_H}{M_1' + M_2'}, \qquad \text{(XII. 33)}$$

где M_1' и M_2' — моменты, действующие на ротор со стороны первого и второго электромагнитов при $n = 0$.

Так как электромагниты одинаковы, то M_1' и M_2' определяются одной и той же зависимостью $M' = \varphi\,(i)$.

Имея функцию $M' = \varphi(i)$, построим графики M_1' и M_2', как это показано на фиг. XII. 28, затем, складывая по модулю и вычитая их ординаты, находим $M_1' + M_2'$ и $M_1' - M_2'$. Далее по формулам (XII. 32) и (XII. 33) вычисляются $M_{вр}$ и n.

Изменение величины i_0 при этом достигается простым сдвигом кривых M_1' и M_2', параллельно самим себе относительно начала координат (см. фиг. XII. 28). Так как $e_{вх} = \frac{i_1 - i_2}{2}$ ($N_c = 1$), то на оси абсцисс можно отложить $e_{вх}$. На фиг. XII. 28 изображены гра-



Фиг. XII. 27. График скорости вращения выходного вала муфты:
1) $i_0 = 25$ *ма*; 2) $i_0 = 50$ *ма*; 3) $i_0 = 75$ *ма*.

фики зависимости скорости вращения ротора от напряжения $e_{вх}$ при различных величинах i_0. При малых величинах i_0 (график *а*) нарастание скорости n при увеличении $e_{вх}$ происходит быстрее, чем при больших величинах i_0. Характер кривой $n(e_{вх})$ тоже несколько изменяется (график *б*) в зависимости от величины i_0.

Пользуясь этим методом, можно также выяснить влияние величины начального тока на соотношение мощности, затрачиваемой двигателем при вращении электромагнитов, и мощности, получаемой на выходном валу муфты. На основании формул (XII. 32) и (XII. 33) мощность, подводимая двигателем к муфте[1], равна

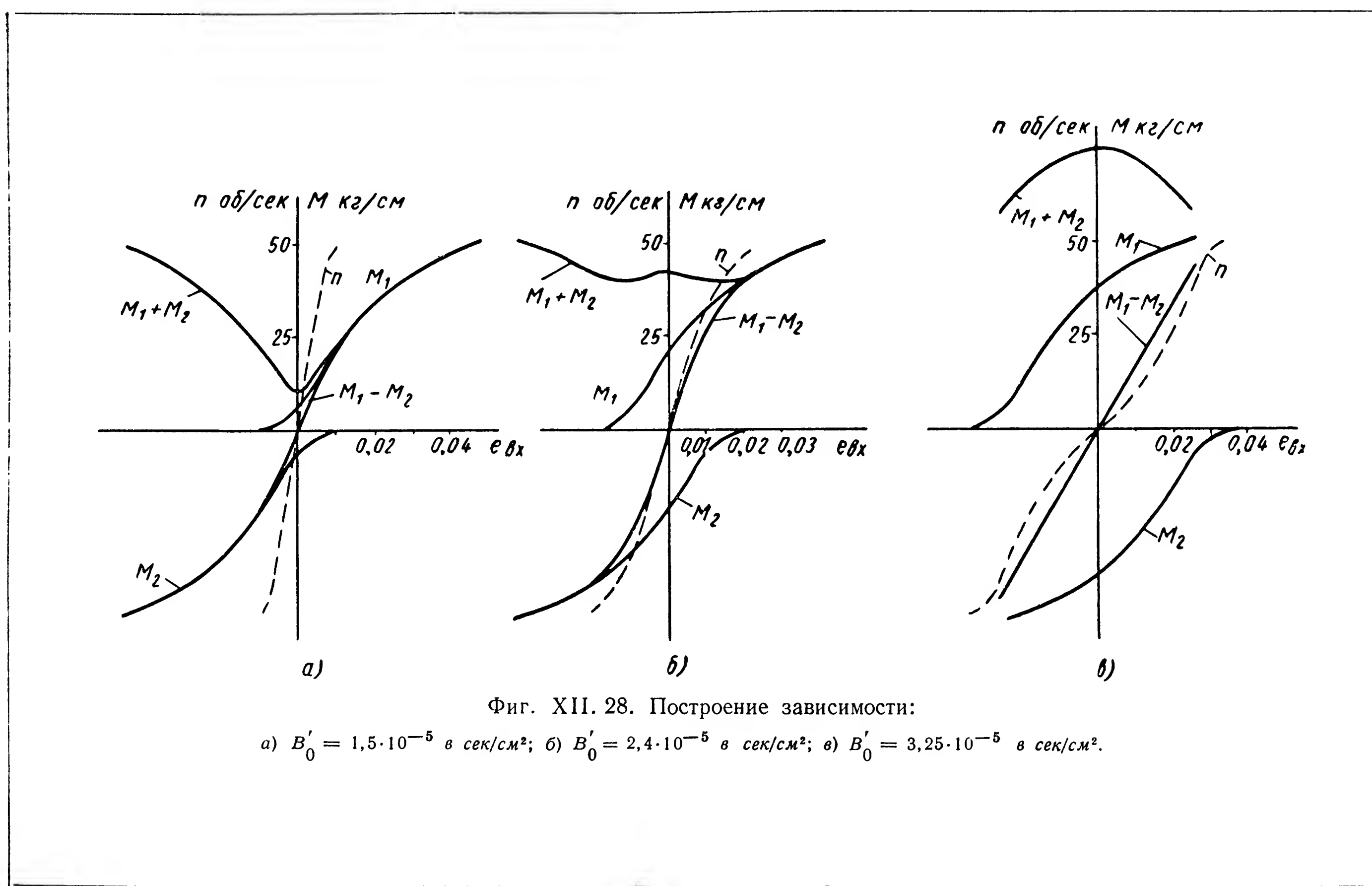
$$P_д = 0{,}616 n_0 \frac{4M_1'M_2' + M_н(M_1' - M_2')}{M_1' + M_2'}, \qquad \text{(XII. 34)}$$

причем скорость вращения n_0 дана в об/сек, мощность на выходном валу муфты получим в виде

$$P_м = 0{,}616 n_0 \frac{M_н(M_1' - M_2') - M_н^2}{M_1' + M_2'}. \qquad \text{(XII. 35)}$$

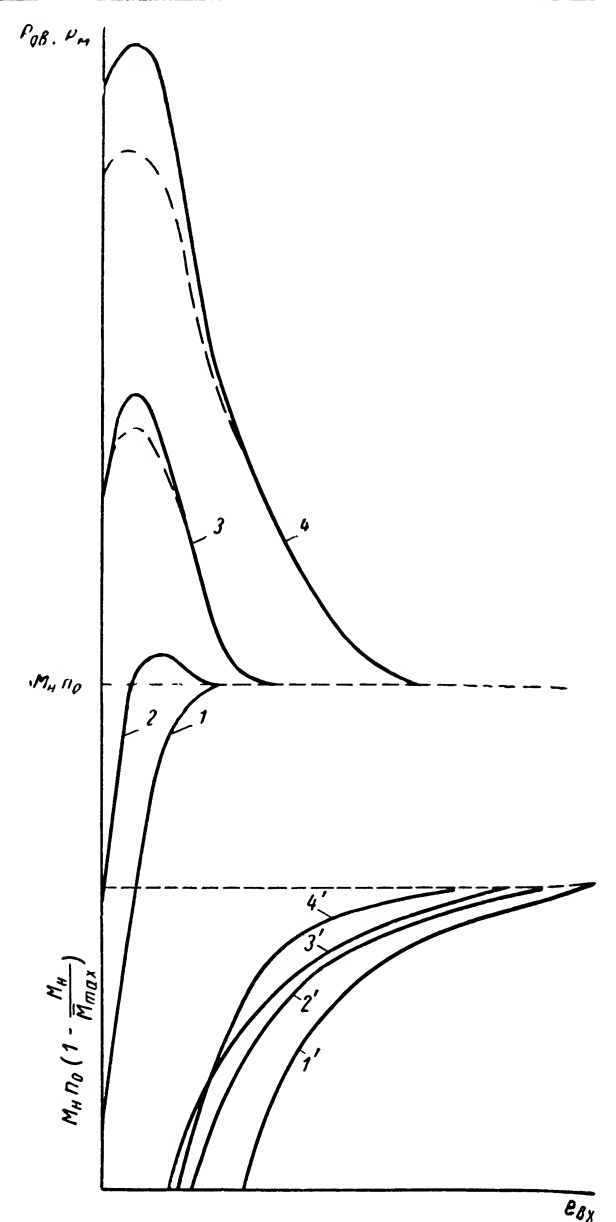
На фиг. XII. 29 и XII. 30 изображены графики мощностей $P_д$ и $P_м$, построенные по формулам (XII. 34) и (XII. 35) при различных величинах i_0 для двух значений момента нагрузки ($n_0 = \text{const}$).

[1] Считаем, что оба электромагнита вращает один двигатель.



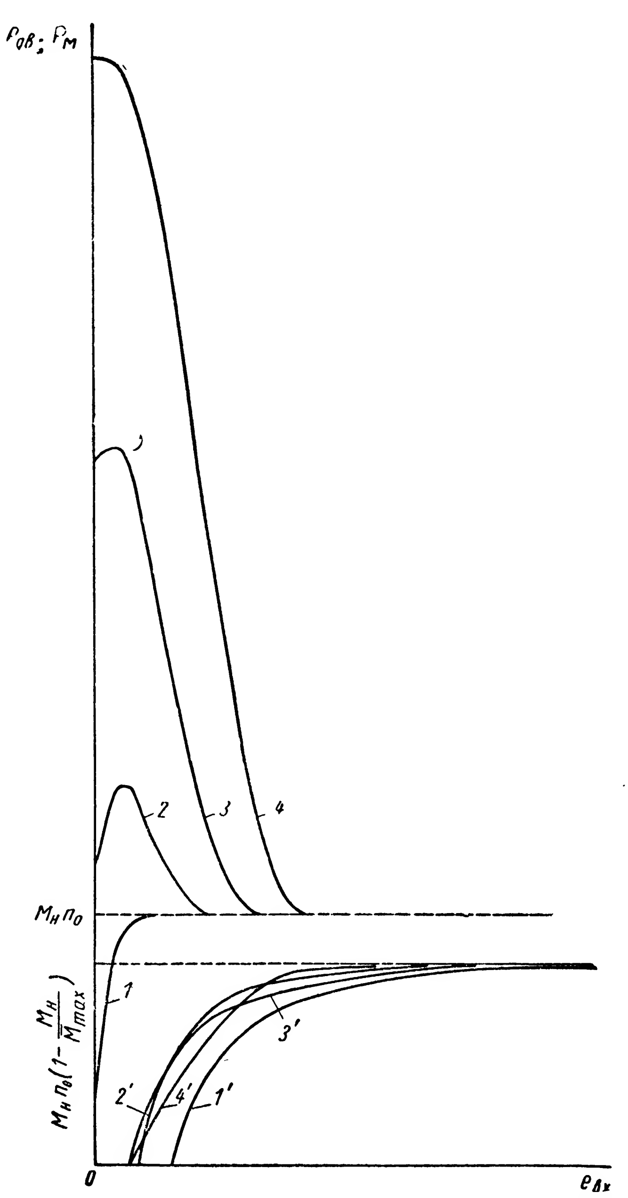
Фиг. XII. 28. Построение зависимости:

а) $B_0' = 1{,}5 \cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*; *б)* $B_0' = 2{,}4 \cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*; *в)* $B_0' = 3{,}25 \cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*.



Фиг. XII. 29. Графики зависимости мощностей двигателя и муфты от напряжения управляющего сигнала $e_{вх}$ при различных начальных токах:

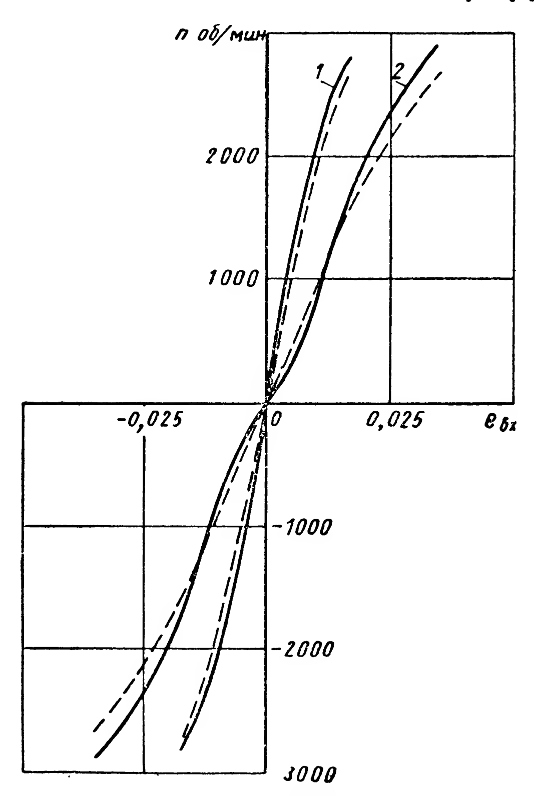
1,1') $i_0 = 10$ *ма*; *2,2')* $i_0 = 20$ *ма*; *3,3')* $i_0 = 30$ *ма*; *4,4')* $i_0 = 40$ *ма*; $M_н = 20$ *кг/см*; $M_{вр\ max} = 50$ *кг/см* (пунктиром показаны графики при $n_0 \neq \text{const}$).



Фиг. XII. 30. Графики зависимости мощностей двигателя и муфты от напряжения управляющего сигнала при различных начальных токах:

1.1' $i_0 = 10$ *ма*; *2, 2'* $i_0 = 20$ *ма*; *3, 3'* $i_0 = 30$ *ма*; *4, 4'* $i_0 = 40$ *ма*; $M_н = 10$ *кгсм*; $M_{вр\,max} = 50$ *кгсм*.

Эти графики показывают, что наиболее выгодной с точки зрения нагрузки двигателя и соотношения мощности двигателя и муфты (к. п. д.) является величина $i_0 = 20$ *ма* (20% i_{max}, см. кривые *2* и *2'*). Увеличение i_0 приводит к необходимости увеличения мощности приводного двигателя, так как при $e_{вх} = 0$ она в несколько раз превышает мощность на выходном валу муфты (кривые *4* и *4'*). Однако слишком малая величина i_0 приводит к недогрузке двигателя при $e_{вх} = 0$ и уменьшению коэффициента усиления муфты (кривые *1* и *1'*). Кроме того, при малой величине начального тока увеличивается время переходного процесса.



Фиг. XII. 31. Графики скорости вращения выходного вала муфты, полученные экспериментально:

1) $i_0 = 26$ *ма*; *2*) $i_0 = 50$ *ма*.

Так как правильный выбор величины i_0 имеет большое значение для работы малоинерционной реверсивной индукционной муфты, то этот вопрос более подробно будет рассмотрен ниже.

На фиг. XII. 31 приведены полученные при испытании одного из образцов муфты графики изменения скорости вращения выходного вала в зависимости от входного напряжения $e_{вх}$, при различных величинах i_0. Пунктиром обозначены графики, полученные расчетом по приближенной формуле с квадратичной аппроксимацией магнитной индукции. Из этой фигуры видно, что экспериментальные графики хорошо совпадают с расчетными.

Графики зависимости крутящего момента от n, построенные по результатам испытаний того же образца, показаны на фиг. XII. 32.

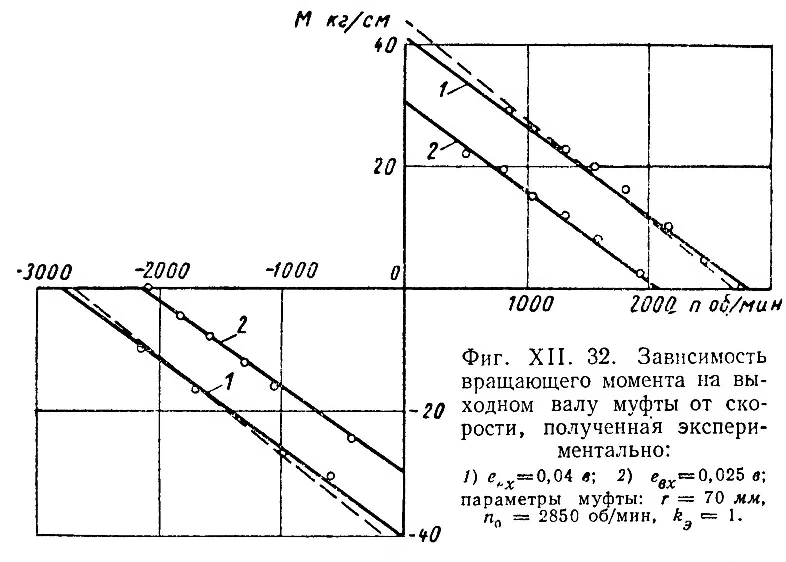
Все эти графики дают достаточное представление о характеристиках муфты. Остальные статические характеристики муфты, например $M_{вр}(e_{вх})$, $n(M_н)$, также можно построить, пользуясь приведенными формулами.

Уравнения движения муфты. Уравнения моментов для двигателя, вращающего сердечники электромагнитов и выходного вала

муфты, имеют вид

$$\left.\begin{aligned} J_1\frac{dn_{01}}{dt} &= M_\partial - M_{12}; \\ J\frac{dn}{dt} &= M_{вр} - M_н, \end{aligned}\right\} \qquad (XII.36)$$

где J_1 — момент инерции вращающихся частей двигателя;
J — момент инерции ротора муфты плюс приведенный к выходному валу муфты момент инерции нагрузки;
M_∂ — вращающий момент двигателя;
M_{12} — момент, воздействующий на двигатель в результате взаимодействия сердечников электромагнитов с ротором;
n_{01} — скорость вращения вала двигателя.



Фиг. XII. 32. Зависимость вращающего момента на выходном валу муфты от скорости, полученная экспериментально:
1) $e_{вх} = 0{,}04$ *в*; 2) $e_{вх} = 0{,}025$ *в*; параметры муфты: $r = 70$ *мм*, $n_0 = 2850$ об/мин, $k_э = 1$.

Используя уравнения (XII.36), можно написать систему уравнений, описывающую движение муфты в общем случае. Приняв, как и ранее, $M_\partial = M_{\partial 0} - an_{01}$ и $M_н = f(t)$, получим

$$\frac{dn^2}{dt^2} + \left[C_0\left(B_1'^2 + B_2'^2\right)\left(\frac{1}{J} + \frac{1}{J_1}\right) + \frac{a}{J_1} - \frac{1}{B_1'^2 - B_2'^2}\,\frac{d\left(B_1'^2 - B_2'^2\right)}{dt}\right]\frac{dn}{dt} +$$

$$+ C_0\left\{\frac{4C_0B_1'^2B_2'^2}{J_1J} + \frac{1}{J}\left[\frac{d\left(B_1'^2 + B_2'^2\right)}{dt} + \frac{a\left(B_1'^2 + B_2'^2\right)}{J_1} -\right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{B_1'^2 + B_2'^2}{B_1'^2 - B_2^2}\,\frac{d\left(B_1'^2 - B_2'^2\right)}{dt}\right]\right\} n = \frac{C_0M_{\partial 0}\left(B_1'^2 - B_2'^2\right)}{J_1J} +$$

$$+ \frac{M_н}{J}\left[\frac{1}{B_1'^2 - B_2'^2}\,\frac{d\left(B_1'^2 - B_2'^2\right)}{dt} - \frac{a}{J_1} - \frac{C_0}{J_1}\left(B_1'^2 + B_2'^2\right)\right] - \frac{1}{J}\,\frac{dM_н}{dt}, \qquad (XII.37)$$

$$T_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 = i_0 + N_c e_{вх}; \qquad \text{(XII. 38)*}$$

$$T_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 = i_0 - N_c e_{вх};$$

здесь $T_1 = \frac{L}{R_1}$ и $T_2 = \frac{L}{R_2}$ — постоянные времени цепей обмоток электромагнитов соответственно при увеличении и уменьшении тока (в общем случае $T = \varphi(i)$);

L — индуктивность электромагнитов;

R_1 и R_2 — активные сопротивления анодных цепей ламп.

Системы уравнений (XII. 37) и (XII. 38) позволяют найти скорость вращения выходного вала муфты $n(t)$ в переходных режимах и определить время переходного процесса. Однако ее сложность затрудняет изучение зависимости времени переходного процесса от параметров муфты, а также исследование динамических свойств систем автоматического регулирования, в которых работает муфта.

Чтобы определить влияние параметров муфты на переходный процесс, рассмотрим случай, когда $n_{01} = n_0 = \text{const}$. Это в большой степени справедливо, если в качестве приводного двигателя используется асинхронный двигатель переменного тока или какой-либо другой двигатель, имеющий жесткую характеристику. Кроме того, незначительное изменение скорости вращения приводного двигателя практически не влияет на продолжительность переходного процесса.

В этом случае уравнение (XII. 37) существенно упрощается и принимает вид

$$\frac{J}{C_0\left(B_1'^2 + B_2'^2\right)} \cdot \frac{dn}{dt} + n = n_0 \frac{B_1'^2 - B_2'^2}{B_1'^2 + B_2'^2} - \frac{M_н}{C_0\left(B_1'^2 + B_2'^2\right)}. \qquad \text{(XII. 39)}$$

Очевидно, уравнение (XII. 39) определяет динамические свойства механической части муфты, в частности время переходного процесса при изменении величины индукции обмоток электромагнитов и максимальное ускорение, которое может быть получено на ее выходном валу.

Время переходного процесса, описываемого уравнением (XII. 39), определяется коэффициентом, стоящим перед производной $\frac{dn}{dt}$ и соответствующим в линейных уравнениях первого порядка постоянной времени, т. е.

$$T = \frac{J}{C_0\left(B_1'^2 + B_2'^2\right)}.$$

---

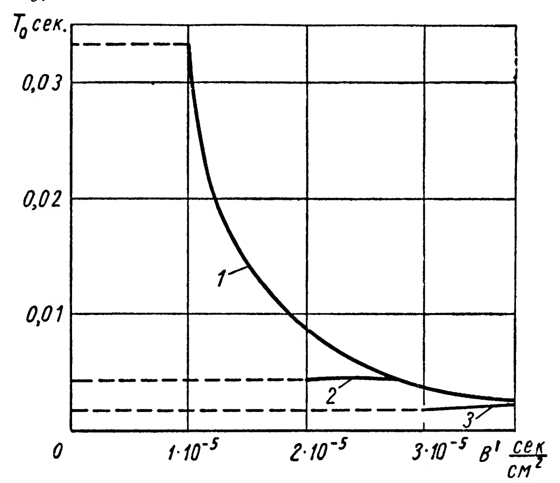
* Эти уравнения написаны без учета внутренних емкостей ламп и переходного процесса усилителя, включенного перед ламповым мостом.

Из этого выражения видно, что величина коэффициента T зависит от B'_1 и B'_2. Наибольшая величина T, а следовательно, и наибольшее время переходного процесса получается при $B'_1 = B'_2 = B'_0$, т. е. при выключении напряжения $e_{вх}$ или остановке ротора. В этом случае

$$T_{oc} = \frac{J}{2C_0 B_0'^2}, \tag{XII. 40}$$

где B'_0 — начальная приведенная индукция, соответствующая току i_0.

На фиг. XII. 33 показана зависимость T_{oc} от B' при различных начальных токах или B'_0, где видно, что при малых величинах i_0 коэффициент T_{oc} значительно увеличивается.



Фиг. XII. 33. Графики зависимостей T_{oc} от B':
$1 - i_0 = 0.25_{max}$; $2 - i_0 = 0,5\, i_{max}$; $3 - i_0 = 0,75\, i_{max}$.

При увеличении B'_0 коэффициент T_{oc} резко уменьшается и становится почти постоянным на всем диапазоне изменения B' (входного напряжения). Отсюда следует, что с точки зрения уменьшения времени протекания переходного процесса в муфте величину начального тока i_0 нельзя брать слишком малой.

Рассмотрим зависимость величины T_{oc} от размеров муфты. Для этого подставим в выражение (XII. 40) значение момента инерции ротора J, равное[1]

$$J = 6{,}405 \cdot 10^{-3} k_l \delta \gamma r^3 \ кгсм/сек^2;$$

здесь γ — удельный вес в $кг/см^3$;

k_l — коэффициент длины ротора (отношение длины ротора к удвоенной длине полюсов, которое обычно равно 3—3,2).

[1] В выражении для величины J не учитывается момент инерции перемычки (соединяющей цилиндр со ступицей), ступицы и вала, соответствующий примерно 15—25% в зависимости от величины радиуса ротора.

Тогда

$$T_{oc} = 10^{-4} \frac{\pi \delta \gamma R_0}{k_э B_0^{'2}}. \qquad (XII.41)$$

Так как величину R_0 можно представить в виде

$$R_0 = \frac{\pi \rho}{\delta \ln \left(1 + \frac{\pi}{2k_э}\right)} = A_{k_э} \frac{\rho}{\delta},$$

где $A_{k_э}$ — коэффициент, зависящий от $k_э$ (при $k_э = 1$; $A_{k_э} \approx 3{,}32$), то, подставляя R_0 в выражение (XII. 41), получим

$$T_{oc} = 10^{-4} \frac{A_{k_э} \gamma \rho \pi}{k_э B_0^{'2}}$$

или при $k_э = 1$, $\gamma = 0{,}0027$ *кг/см*^{3}, $\rho = 4 \cdot 10^{-6}$ *омсм* окончательно получим

$$T_{oc} = 1{,}13 \cdot 10^{-11} \frac{1}{B_0^{'2}} \text{ сек}. \qquad (XII.42)$$

На основании полученной формулы можно сделать вывод, что величина T_{oc}, определяющая время протекания переходного процесса муфты при мгновенном изменении тока в обмотках электромагнитов, не зависит от размеров ротора и полюсов электромагнитов, т. е. величина T_{oc} остается постоянной независимо от мощности муфты и момента на ее выходном валу. Это имеет большое значение для исполнительного механизма, работающего в системе автоматического регулирования, так как минимальное время переходного процесса, которое любым способом может быть получено в системе, ограничивается в первую очередь максимальным ускорением привода, т. е. для муфты величиной $\frac{n_0}{T_{oc}}$.

Рассмотрим переходный процесс муфты при постоянной скорости вращения приводного двигателя ($n_{01} = n_0 = \text{const}$) с учетом индуктивности обмоток электромагнитов. Система уравнений, описывающая движение муфты в этом случае, может быть написана в виде

$$\frac{J}{C_0} \cdot \frac{dn}{dt} + \left[m_1^2 \left(i_1^2 + i_2^2\right) - 2m_1 m_2 \left(i_1^3 + i_2^3\right) + m_2^2 \left(i_1^4 + i_2^4\right)\right] n =$$

$$= n_0 \left[m_1^2 \left(i_1^2 - i_2^2\right) - 2m_1 m_2 \left(i_1^3 - i_2^3\right) + m_2^2 \left(i_1^4 - i_2^4\right)\right] - \frac{M_н}{C_0}; \qquad (XII.43)$$

$$T_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 = i_0 + N_c e_{вх};$$

$$T_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 = i_0 - N_c e_{вх}.$$

На фиг. XII. 34 показаны графики изменения скорости вращения выходного вала муфты по времени, полученные путем интегрирования системы уравнений (XII. 43) при различных величинах T_1 и T_2.

Из фигуры видно, что индуктивность обмоток электромагнитов оказывает существенное влияние на длительность переходного процесса. Это особенно проявляется при больших величинах T_1 и T_2, когда время переходного процесса становится равным времени установления одного из токов в обмотке электромагнита (фиг. XII. 35). Поэтому для уменьшения времени переходного процесса целесообразно уменьшать индуктивность обмоток электромагнитов или увеличивать сопротивление анодных цепей ламп.

На фиг. XII. 35 и XII. 36 приведены осциллограммы переходного процесса для двух муфт, отличающихся размерами и выходной мощностью. Обе осциллограммы записаны при включении напряжения $e_{вх}$, соответствующего максимальной скорости вращения выходного вала муфты.

Осциллограммы показывают, что даже при большой выходной мощности, а следовательно, и большой индуктивности обмоток электромагнитов время полного разгона муфты не превышает десятых долей секунды. Из фиг. XII. 35 видно, что скорость вращения выходного вала нарастает почти так же, как ток в одной из обмоток электромагнитов. Это соответствует результатам, полученным ранее на основе анализа уравнений движения муфты.

Рассмотренные системы уравнений позволяют с достаточной точностью определить переходные процессы муфты при различных режимах ее работы, однако они являются нелинейными и неудобны для анализа устойчивости систем автоматического регулирования.

Выведем уравнение, при помощи которого можно исследовать вопросы устойчивости.

При малых входных напряжениях $e_{вх}$ (т. е. при малых значениях $i_1 - i_2$) систему уравнений (XII. 37) и (XII. 38) можно написать в виде

$$\left.\begin{aligned} \frac{J}{C_0}\cdot\frac{dn}{dt} + K_1 n &= K_2(i_1 - i_2) - \frac{M_н}{C_0};\\ T_1\frac{di_1}{dt} + i_1 &= i_0 + N_c e_{вх};\\ T_2\frac{di_2}{dt} + i_2 &= i_0 - N_c e_{вх}, \end{aligned}\right\} \qquad (XII. 44)$$

где

$$K_1 = 2i_0^2\left(m_1^2 - 2m_1 m_2 i_0 + m_2^2 i_0^2\right),$$

$$K_2 = 2n_0 i_0\left(m_1^2 - 3m_1 m_2 i_0 + 2m_2^2 i_0^2\right).$$

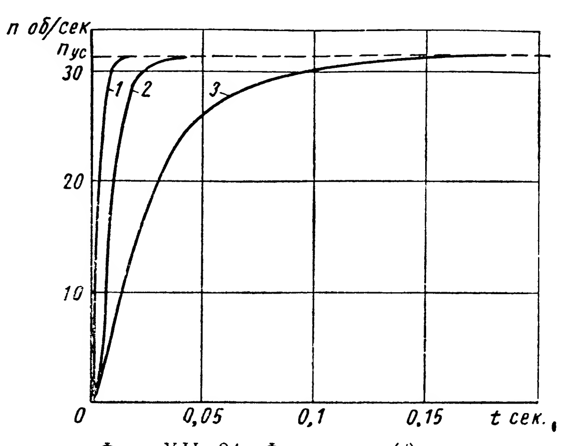
Эту систему уравнений путем несложных преобразований легко привести к одному линейному уравнению третьего порядка[1]:

$$T_{oc}T_1T_2\frac{d^3n}{dt^3} + (T_1T_2 + T_{oc}T_1 + T_{oc}T_2)\frac{d^2n}{dt^2} + (T_1 + T_2 + T_3)\frac{dn}{dt} + n =$$

$$= 2\frac{K_2}{K_1}e_{вх} + \frac{K_2}{K_1}(T_1 + T_2)\frac{de_{вх}}{dt}. \qquad (XII. 45)$$

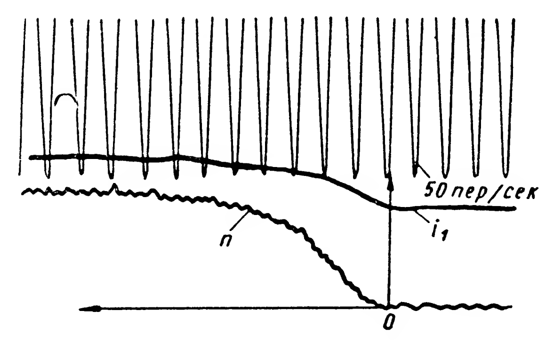
---

[1] Полагаем $M_н = 0$, включая нагрузку в возмущения, действующие на систему.

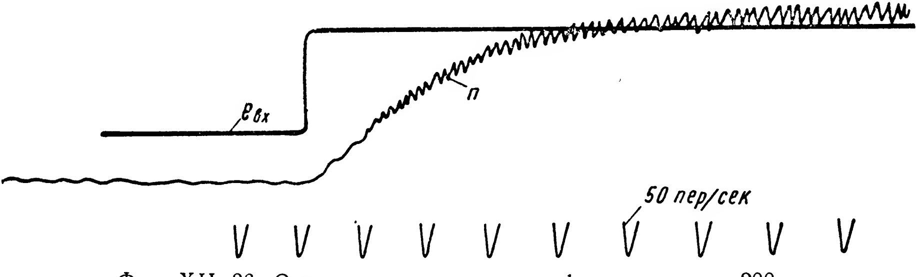


Фиг. XII. 34. Функции $n(t)$:

1) $T_1 = T_2 = 0$; 2) $T_1 = 0{,}01$ сек.; $T_2 = 0{,}005$ сек.; 3) $T_1 = 0{,}07$ сек., $T_2 = 0{,}02$ сек.



Фиг. XII. 35. Осциллограмма разгона муфты мощностью 500 *вт*.



Фиг. XII. 36. Осциллограмма разгона муфты мощностью 200 *вт*.

Передаточная функция такой муфты, соответствующая уравнению (XII. 45), будет иметь вид

$$\frac{n}{e_{вх}} = K_0 \frac{a_0 s + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1}, \tag{XII. 46}$$

где

$$a_0 = \frac{1}{2}(T_1 + T_2);$$

$$a_1 = T_1 + T_2 + T_{oc};$$

$$a_2 = T_1 T_2 + T_{oc}(T_1 + T_2);$$

$$a_3 = T_1 T_2 T_{oc};$$

$$K_0 = 2\frac{K_2}{K_1}.$$

В табл. XII. 4 приведены примерные величины коэффициентов, входящих в уравнение (XII. 45) и в передаточную функцию для муфт различных размеров. Из таблицы видно, что коэффициенты a_3 и a_2 малы по сравнению с остальными, поэтому в большинстве случаев (например, при расчете маломощных систем или систем с коэффициентом усиления до 500) можно пользоваться упрощенной передаточной функцией

$$\frac{n}{e_{вх}} = K_0 \frac{1}{a_1 s + 1}. \tag{XII. 47}$$

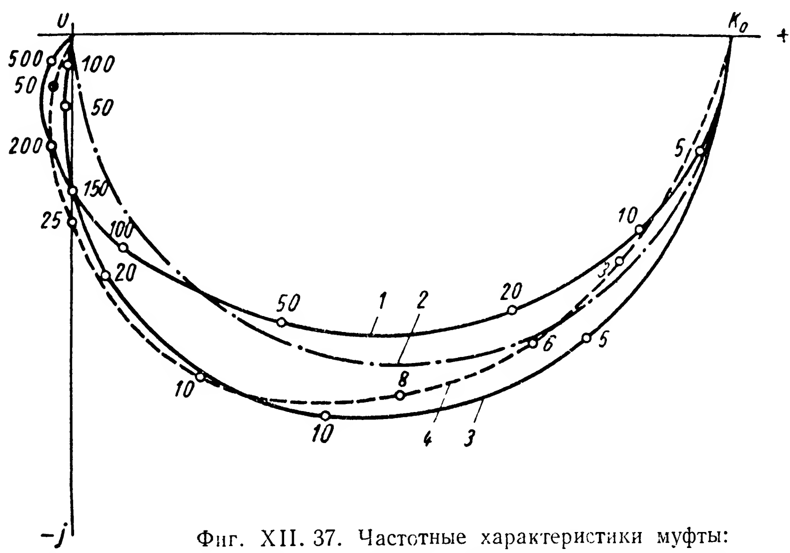
Таблица XII. 4

Величины коэффициентов, входящих в уравнение (XII.45) и передаточную функцию для муфт различных размеров

Параметры	Радиус ротора в *мм*		
	25	35—40	60—70
Максимальная выходная мощность $P_{м\,max}$ в *вт* *	10—80	80—400	400—1200
Число витков обмоток электромагнитов w	12 000	13 000	13 000
Активное сопротивление обмоток $R_{об}$ в *ом*	1 000	1 500	2 500
Тип ламп в мосте:	6П3	6П3	6П3
T_1	0,01	0,015	0,05
T_2	0.005	0,008	0,02
T_{oc}	0,075	0,075	0,075
a_0	0,015	0,023	0,07
a_1	0,022	0,03	0,0775
a_2	$1{,}62 \cdot 10^{-4}$	$2{,}92 \cdot 10^{-4}$	$1{,}52 \cdot 10^{-3}$
a_3	$3{,}72 \cdot 10^{-7}$	$0{,}9 \cdot 10^{-6}$	$7{,}5 \cdot 10^{-6}$

* Первое число соответствует значениям $P_{м\,max}$ при $n_0 < 3000$ об/мин, а второе — значениям $P_{м\,max}$ при $n_0 > 3000$ об/мин.

Для примера на фиг. XII. 37 показаны частотные характеристики, соответствующие полной передаточной функции (XII.46), и частотная характеристика, соответствующая упрощенной передаточной функции (XII. 47). Эти характеристики получены путем замены оператора s на $j\omega$. Они почти не отличаются друг от друга, если не считать области больших частот, где первая характеристика незначительно заходит в область отрицательных значений.



Фиг. XII. 37. Частотные характеристики муфты:

1 — расчетная $i_0 \approx 40$ *ма*; 2 — расчетная для упрощенной передаточной функции $T_1 + T_2 + T_{oc} = 0{,}072$ сек.; 3 — расчетная $i_0 \approx 10$ *ма*; 4 — экспериментальная (цифрами на кривых обозначены частоты в рад/сек).

Кроме того, на фигуре для сравнения приведена частотная характеристика муфты мощностью 400 *вт*, полученная экспериментально при больших амплитудах входного напряжения.

Расчет муфты. Расчет малоинерционной реверсивной индукционной муфты состоит из следующих этапов:

1) определение размеров ротора и полюсов электромагнитов;

2) выбор величины начальной индукции (начального тока, в обмотках электромагнитов);

3) расчет магнитной цепи электромагнитов;

4) определение мощности приводного двигателя;

5) расчет лампового моста или усилителя.

Определение размеров ротора и полюсов электромагнитов производят исходя из максимального вращающего момента, который требуется получить на выходном валу муфты.

Задаваясь B_{max} (если сердечники электромагнитов изготовляются из стали марки 10, 15 и 20, то можно ее принять примерно равной $B_{max} = 7 \cdot 10^{-5}$ в соответствии с графиком, приведенным на фиг. XII. 24; в противном случае B_{max} берется в зависимости от

качества применяемого материала), определяем величину C_0, необходимую для получения заданного момента $M_{вр\,max}$ при заданной скорости вращения выходного вала n:

$$C_0 = \frac{M_{вр\,max}}{(n_0 - n')\,B'^2_{max}}. \qquad (XII.\ 48)$$

Зная C_0, можно найти размеры ротора и полюсов электромагнитов. Основным размером, определяющим величину C_0, является радиус ротора, который и определим в первую очередь. Из формулы (XII. 25), учитывая, что величина b пропорциональна r, получим

$$r = K_r \sqrt[4]{C_0}, \qquad (XII.\ 49)$$

где K_r — коэффициент, зависящий от величины $M_{вр\,max}$; в среднем равен 0,067.

Величина коэффициента K_r берется из табл. XII. 5, составленной на основании экспериментальных и расчетных данных.

Таблица XII. 5

Основные размеры и расчетные параметры малоинерционной реверсивной индукционный муфты

Параметры	Величина $M_{вр\,max}$ в *кгсм*		
	0,3—1	1,0—50	Свыше 50
l	$0{,}4r$	$0{,}3$—$0{,}4r$ *	$0{,}3$—$0{,}4r$
δ в *мм*	0,4—0,5	0,6	0,8—1,0
$k_э = \frac{l}{b}$	0,8—1	1—1,5	1—1,5
ρ в *омсм*	4—$5{,}75 \cdot 10^{-6}$	4—$5{,}75 \cdot 10^{-6}$	4—$5{,}75 \cdot 10^{-6}$
$l_р$	$1{,}2$—$1{,}5r$	$1{,}2r$	$0{,}8$—$1r$
R_0 в *см*	2—$3 \cdot 10^{-4}$	$2{,}2$—$2{,}9 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$
K_r	0,071	0,066	0,063

* Бóльшая цифра берется при бóльших величинах n_0.

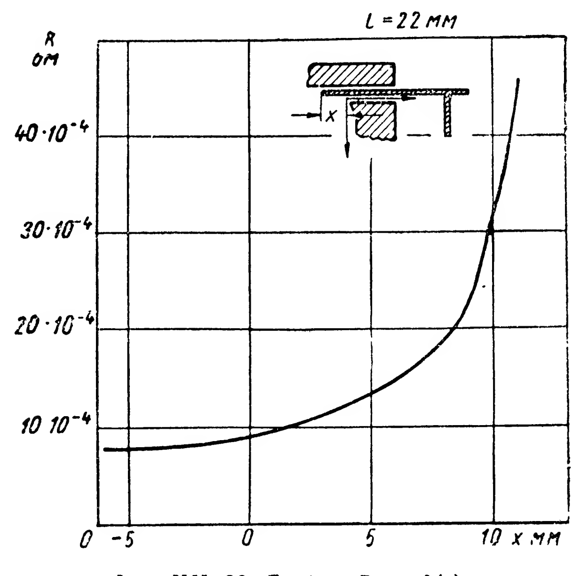
Определив радиус ротора, находим по табл. XII. 5 размеры полюсов электромагнитов l и b, длину ротора $l_р$ и толщину его стенки δ. Расстояние между электромагнитами рекомендуется брать равным l, а окончательный размер $l_р$ уточнить на основании графика $R_0(x)$ (фиг. XII. 38).

Далее определяется число полюсов, равное

$$N = \frac{\pi r}{b}.$$

В данном случае для простоты принимаем ширину полюса, равной половине полюсного деления $\frac{2\pi r}{N}$, что не сказывается существенно на характеристиках муфты.

Если N получится дробным, то величину b (а следовательно, и $k_э$) нужно изменить так, чтобы N было целым числом. Определив таким образом размеры ротора и полюсов, нужно по формуле (XII. 25)



Фиг. XII. 38. График $R_0 = f(x)$.

проверить коэффициент C_0 и сравнить его с величиной, полученной по формуле (XII. 48). Если первая величина больше или равна второй, то размеры определены верно, в противном случае следует увеличить r и произвести поверочный расчет.

Выбор величины начальной индукции B_0' (или нулевого тока i_0). При выборе величины начальной индукции необходимо учитывать следующие условия:

а) время переходного процесса;

б) коэффициент усиления муфты или ее чувствительность;

в) требующиеся характеристики $[n(e_{вх}),\ M_{вр}(n)$ и др. $]$;

г) мощность приводного двигателя и к. п. д. муфты;

д) плотность тока в стенках ротора или нагрев муфты.

При работе муфты в системах автоматического регулирования или следящей системе условия а) и б) можно рассматривать вместе. В этом случае выбор B_0' производится на основании необходимой для устойчивой работы системы величины $T_{ос}$. Это достигается построением D-разбиения или каким-либо другим способом. Когда $T_{ос}'$ определено, по формуле (XII. 40) или (XII.42) находится величина B_0'.

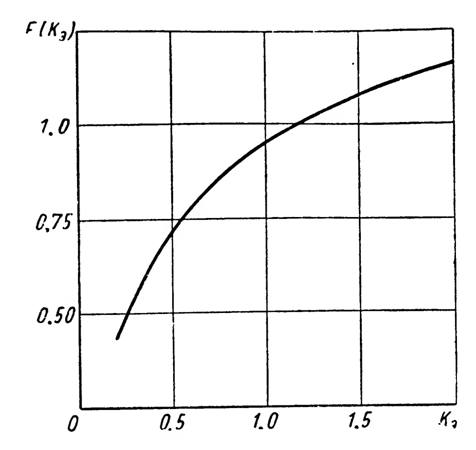
Выбор B_0' из условий в) и г) производится на основе приведенных выше формул и графиков.

Рассмотрим последнее условие. Так как муфта работает при больших скольжениях, что сопряжено с рассеиванием электрической энергии в виде тепла, то во избежание перегрева муфты прежде всего необходимо ограничивать плотность тока в стенках ротора, особенно для муфт большой мощности (свыше 500 *вт*).

При естественном охлаждении плотность тока не должна превышать 1200—1500 *а/см*^{2}; при принудительном охлаждении ее можно повысить до 2000—2500 *а/см*^{2}.

Величину плотности тока в стенках ротора при $n = 0$ можно приближенно определить по формуле

$$a = \frac{2B_0' n_0 r k_э \ln\left(1 + \frac{\pi}{2k_э}\right)}{\rho}. \quad \text{(XII. 50)}$$



Фиг. XII. 39. Функция $F(k_э) = k_э \ln\left(1 + \frac{\pi}{2k_э}\right)$.

Определяя из этого выражения B_0', получим с учетом формул (XII. 48) и (XII. 27)

$$B_0' = \frac{2a}{n_0} \sqrt[3]{\frac{l_1 \delta \rho^2 (n_0 - n') B_{max}'^2}{M_{вр\,max} k_э \ln\left(1 + \frac{\pi}{2k_э}\right)}}, \quad \text{(XII. 51)}$$

где a — плотность тока в *а/см*^{2}.

Найденная из формулы (XII. 51) величина B_0 должна быть больше или равна величине B_0', полученной на основании других условий. В противном случае нужно увеличить l или (если возможно) B_{max}'.

Для удобства пользования формулами (XII. 50) и (XII. 51) на фиг. XII. 39 приведен график зависимости

$$F(k_э) = k_э \ln\left(1 + \frac{\pi}{2k_э}\right).$$

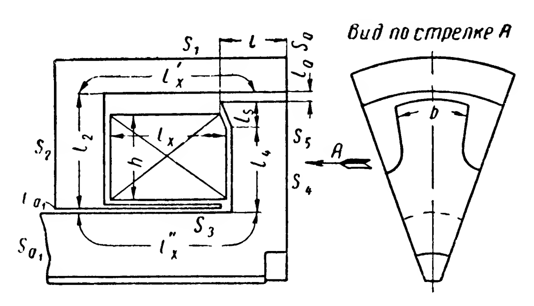
Расчет магнитной цепи электромагнитов. Этот расчет может быть выполнен известными из литературы методами. Кроме того, для расчета магнитной цепи электромагнитов муфты может быть применен более простой метод, который, как показала практика, дает вполне удовлетворительные результаты.

В данном случае задача расчета состоит в определении размеров магнитопровода и НС, требующихся для создания в рабочем воз-

душном зазоре индукции B_{max}, соответствующей величине B'_{max} (соотношение B и B' находится по графику, изображенному на фиг. XII. 26). Разделим магнитопровод на N равных частей (N — число полюсов) и рассмотрим одну такую часть. Разобьем магнитопровод на ряд участков, расположенных вдоль магнитных силовых линий (фиг. XII. 40); тогда, пренебрегая потоками рассеяния, получим

$$IW = \sum_{i=1}^{n} H_i l_i, \qquad \text{(XII. 52)}$$

где IW — НС обмотки электромагнита;
H_i — напряженность магнитного поля на каждом участке;
l_i — средняя длина участков.



Фиг. XII. 40. Расчетная схема части магнитопровода

Величины IW и H_i можно представить в виде

$$IW = l_x h a' k_н;$$

здесь $l_x h$ — площадь окна обмотки;
$k_н$ — коэффициент укладки провода;
a' — плотность тока в проводе

и

$$H_i = \frac{B_{max} S_a}{\mu_i S_i},$$

где $S_a = lbk_{вып}$ — эквивалентная площадь полюса;
$k_{вып}$ — коэффициент, учитывающий потоки выпучивания;
S_i — средняя площадь сечения участков;
μ_i — магнитная проницаемость участков.

Подставляя IW и H_i в равенство (XII. 52), получим

$$l_x h a' k_н - B_{max} \frac{S_a l'_x}{\mu_1 S_1} - B_{max} \frac{S_a l''_x}{\mu_3 S_3} =$$

$$= B_{max} S_a \left(\frac{l_a}{\mu_0 S_a} + \frac{l_{a1}}{\mu_0 S_{a_1}} + \frac{l_2}{\mu_2 S_2} + \frac{l_4}{\mu_4 S_4} + \frac{l_5}{\mu_5 S_5} \right). \qquad \text{(XII. 53)}$$

Учитывая, что l'_x и l''_x можно выразить через l_x, например,

$$l'_x = l''_x = l_x + \frac{\pi l}{2}\,^*,$$

из этого выражения определяем IW:

$$IW = \frac{\frac{l_a}{\mu_0 S_a} + \frac{l_{a_1}}{\mu_0 S_{a_1}} + \frac{\pi l}{2\mu_1 S_1} + \frac{l_2}{\mu_2 S_2} + \frac{\pi l_3}{2\mu_3 S_3} + \frac{l_4}{\mu_4 S_4} + \frac{l_5}{\mu_5 S_5}}{\frac{1}{B_{max} S_a} - \frac{1}{ha'k_н}\left(\frac{1}{\mu_1 S_1} + \frac{1}{\mu_3 S_3}\right)}. \quad (XII.54)$$

Здесь магнитная проницаемость определяется по средним индукциям участков

$$B_i = B_{max}\frac{S_a}{S_i}.$$

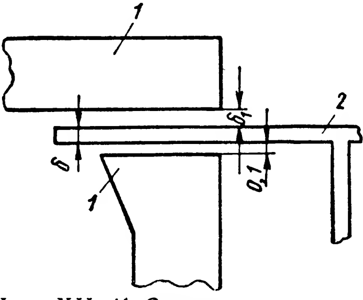
Размеры магнитопровода выбираются такими, чтобы средние сечения участков были $S_i \geqslant 0{,}75 \div 0{,}8\ S_a$.

Для уменьшения сопротивления воздушного зазора магнитному потоку, полюса могут иметь скос, который увеличивает площадь полюса на 20—25% площади его основания (см. фиг. XII. 40).

Размер рабочего воздушного зазора l_a (фиг. XII. 41) равен сумме

$$l_a = 0{,}1 + \delta + \delta_1\ мм,$$

где $\delta_1 = 0{,}15 + 200\ r\alpha$ (α — коэффициент линейного расширения алюминия).



Фиг. XII. 41. Схема зазоров между ротором и электромагнитом:
1 — сердечник электромагнита; 2 — ротор.

Конструктивные размеры электромагнитов выбираются так, чтобы выполнялось соотношение размеров зазоров между ротором и полюсами, указанное на фиг. XII. 41.

Определив по формуле (XII. 54) IW, можно произвести расчет магнитной цепи с учетом потоков рассеяния; при этом расчет упрощается, так как величина IW берется как первое приближение. Однако на практике обычно для этого достаточно увеличить IW на 15—20%.

Размер l_x определяется по формуле

$$l_x = \frac{IW}{a'hk_н},$$

а число витков обмотки определяется на основании рабочего анодного тока ламп.

---

* Уточнение размеров l'_x и l''_x может быть произведено по чертежу магнитной цепи.

Определение мощности приводного двигателя. Приводной двигатель, как уже указывалось, должен иметь жесткую механическую характеристику. Такие характеристики имеют асинхронные двигатели переменного тока и шунтовые двигатели постоянного тока.

Однако в некоторых случаях, например, когда линейность характеристик муфты не имеет большого значения или требуется характеристика параболического вида, можно применять двигатели и других типов.

Из формул (XII. 34), (XII. 35) и фиг. XII. 29 и XII. 30 видно, что с точки зрения увеличения к. п. д. муфты целесообразно увеличивать разность $M_1' - M_2'$ или $M_{вр\max} = C_0 n_0 B_{\max}'^2$. Поэтому рекомендуется применять двигатели с большим числом оборотов ($n_0 =$ $= 10\,000$ об/мин и более), чего можно достичь, применяя для двигателей переменного тока частоту 400—500 *гц*. При этом желательно, чтобы приводной двигатель имел большой коэффициент перегрузки по моменту.

Мощность приводного двигателя, допускающего перегрузки, или при $M_н \geqslant 2C_0 n_0 B_0'^2$ должна быть равна

$$P_д = 0{,}6166 M_н n_0 \text{ вт}; \qquad \text{(XII. 55)}$$

здесь $M_н$ в *кгсм*; n_0 в об/сек.

Для двигателя, не допускающего перегрузок, или при $M_н <$ $< 2C_0 n_0 B_0'^2$.

$$P_д = 1{,}23 C_0 n_0^2 B_0'^2. \qquad \text{(XII. 56)}$$

Расчет лампового моста или усилителя производится обычными методами.

Приведем пример, иллюстрирующий рассмотренный метод расчета муфты.

Пример. Имеются асинхронные двигатели, работающие от сети переменного тока 400 *гц* со скоростью вращения 7600 об/мин, требуется рассчитать муфту, развивающую мощность 500 *вт* при скорости вращения выходного вала 4000 об/мин ($M_н = 12{,}2$ *кгсм*). Время переходного процесса должно составлять около 0,05 сек.

1. Принимаем $B'_{\max} = 3{,}5 \cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*.

По формуле (XII. 51) определяем требующуюся величину C_0:

$$C_0 = \frac{M_{вр\,\max}}{(n_0 - n)\, B_{\max}^2} = 2{,}6 \cdot 10^7 \text{ см}^4/\text{ом}.$$

Затем находим величину радиуса ротора:

$$r = K_r \sqrt[4]{C_0} = 4{,}73 \text{ см}.$$

Величину коэффициента K_r берем из последней графы табл. XII. 5.

Принимая $r = 5$ *см*, на основании этой таблицы получим $l = 1{,}6$ *см*, $\delta =$ $= 0{,}08$ *см*, $l_p = 6{,}0$ *см*, $k_э = 0{,}8$, при этом число полюсов N равно

$$N = \frac{\pi r k_э}{l} = 7{,}85.$$

Возьмем число полюсов, равным 8, и, следовательно, $k_э = 0{,}815$.

Далее определяя величину C_0 по формуле (XII. 27)

$$C_0 = \frac{32,1lk_э r^3 \delta \ln\left(1+\frac{\pi}{2k_э}\right)}{\pi\rho} = 3,6\cdot 10^7 \ см^4/ом,$$

получим величину C_0, несколько бо̀льшую, чем нужно, т. е. размеры выбраны правильно.

2. Из условия заданного времени переходного процесса определяем величину начальной индукции B_0'. Так как время переходного процесса в основном определяется коэффициентом $a_1 = T_1 + T_2 + T_{oc}$, на основании табл. XII. 4 получим $T_{oc} \approx 0,027$ и, следовательно,

$$B_0' = 10^{-6}\sqrt{\frac{11,3}{T_{oc}}} = 2,05\cdot 10^{-5} \ в\ сек/см^2.$$

Находим допустимую по плотности тока в роторе величину B_0' [формула (XII. 50)]:

$$B_0' = \frac{a\rho}{2n_0 r k_э \ln\left(1+\frac{\pi}{2k_э}\right)} = 0,536\cdot 10^{-5} \ в\ сек/см^2.$$

Допустимая величина B_0' получилась меньше требуемой, поэтому нужно либо принять бо̀льшую плотность тока, предусмотрев в конструкции муфты вентиляцию для охлаждения ротора, либо уменьшить $k_э$ до 0,4 при $N = 4$. В данном случае наиболее целесообразно последнее.

3. Для расчета магнитной цепи электромагнитов определяем максимальную индукцию в их рабочем воздушном зазоре. По графику (фиг. XII. 26) для $B_{max} = 3,5\cdot 10^{-5}$ *в сек/см²* получим $B_{max} = 6,4\cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*. Затем, вычертив $^1/_4$ часть магнитопровода, разобьем ее на участки и найдем длину и площадь сечения каждого участка (при вычерчивании магнитопровода соблюдается условие $S_1 \approx S_2 \approx \ldots \approx S \geqslant 0,8S_a$): $l_a = 0,132$ *см*, $l_{a1} = 0,01$ *см*, $l_2 = 2,2$ *см*, $l_4 = 1,3$ *см*, $l_5 = 0,7$ *см*; $S_a = 6,4$ *см²*, $S_{a_1} = 6,94$ *см²*, $S_1 = 7,34$ *см²*, $S_2 = 9,27$ *см²*, $S_3 = 5,79$ *см²*, $S_4 = 4,5$ *см²*, $S_5 = 5,74$ *см²*; $B_1 = 5,58\cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*, $B_2 = 4,42\cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*, $B_3 = 7,08\cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*, $B_4 = 9,11\cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*, $B_5 = 7,14\cdot 10^{-5}$ *в сек/см²*.

По известным кривым находим магнитную проницаемость участков:

$\mu_1 = 2,56\cdot 10^{-5}$ *ом сек/см²*; $\mu_2 = 2,38\cdot 10^{-5}$ *ом сек/см²*; $\mu_3 = 2,72\cdot 10^{-5}$ *ом сек/см²*;

$\mu_4 = 2.63\cdot 10^{-5}$ *ом сек/см²*; $\mu_5 = 2,7\cdot 10^{-5}$ *ом сек/см²*.

Зная, что $h = 1,7$ *см* (фиг. XII. 40), $a = 4$ *а/мм²*, $k_н = 0,6$, определяем IW и получаем $IW = 755$ *а-в*.

Полагая, что потоки рассеяния составляют 20% и изменение намагничивающей силы можно считать пропорциональным увеличению потока, получаем $IW = 906$ *а-в*.

Длина обмотки равна

$$l_x = \frac{IW}{ha'k_н} = 2,22 \ см.$$

Диаметр провода и число витков определяется с учетом типа электронных ламп моста, т. е. максимального тока в обмотке.

Например, для ламп 6П3 имеем ($i_{max} = 100$ *ма*)

$$W = \frac{IW}{i_{max}} = 9060 \ \text{витков},$$

при этом диаметр провода равен

$$d = 1{,}13 \sqrt{\frac{l_x h k_н}{W}} = 0{,}178 \ мм;$$

принимаем $d = 0{,}17$ *мм.*

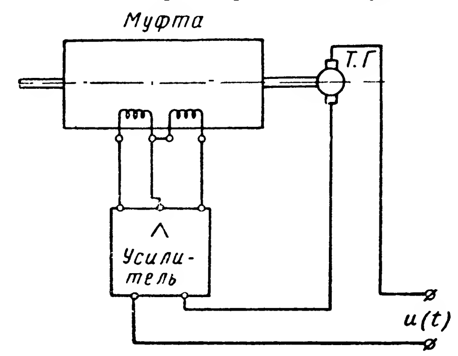
4. Определяем мощность приводного двигателя (в конструкции муфты с двумя двигателями мощность каждого равна половине найденной).

Так как $M_н > 2C_0 n_0 B_0^{'2}$, определяем мощность двигателя по формуле (XII. 55):

$$P_д = 0{,}6166 \ M_н n_0 = 930 \ вт.$$

Применение электромагнитных муфт в системах автоматического регулирования. В системах автоматического регулирования в настоящее время применяются все рассмотренные выше типы электромагнитных муфт.

Для правильного выбора типа электромагнитной муфты весьма большое значение имеют характеристики муфт. Основные из них:



Фиг. XII. 42. Принципиальная схема следящей системы по скорости.

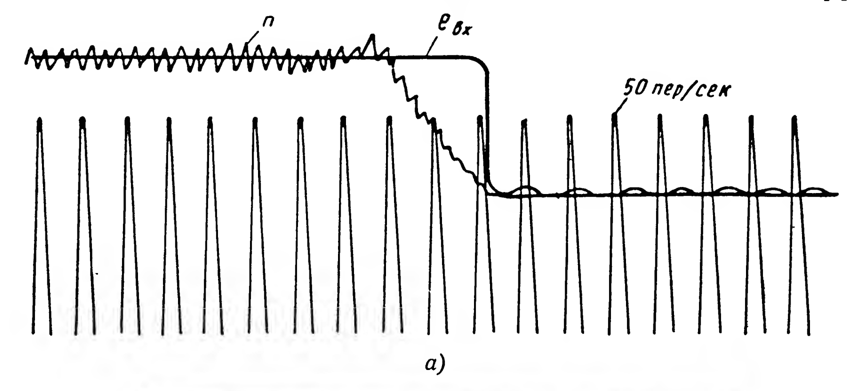
зависимость передаваемого муфтой момента и скорости вращения ведомой части (для реверсивных муфт) от тока в обмотке возбуждения. Нелинейность этих характеристик может привести к неустойчивости, с которой трудно бороться, особенно если необходимо получить высокую точность (большой коэффициент усиления).

Наиболее перспективными с точки зрения применения в системах автоматического регулирования средней мощности нужно считать муфты с линейными характеристиками, особенно реверсивные, например малоинерционную реверсивную индукционную муфту.

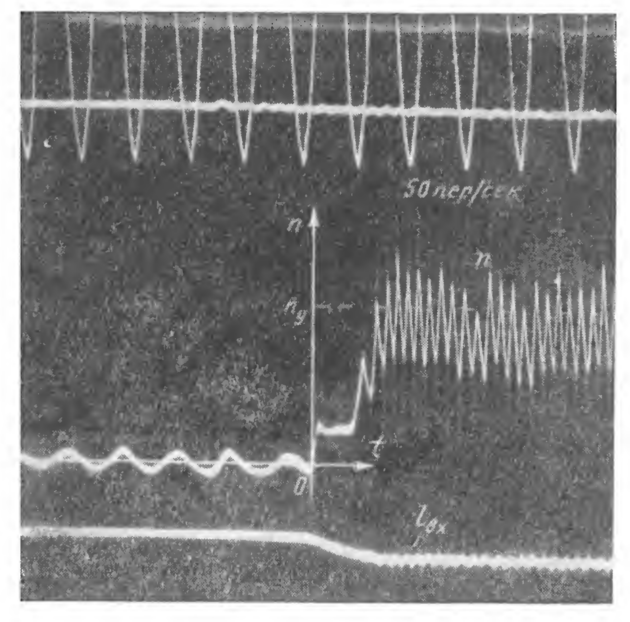
Приведем два простых примера систем с малоинерционной реверсивной индукционной муфтой. На фиг. XII. 42 приведена принципиальная схема следящей системы, поддерживающей скорость вращения выходного вала муфты пропорциональной входному напряжению. На фиг. XII. 43 показана осциллограмма переходного процесса таких систем мощностью 200 и 500 *вт.* Амплитудно-фазовые характеристики системы мощностью 500 *вт* приведены на фиг. XII. 44. Из этих фигур видно, что система даже при сравнительно большой мощности обладает весьма высоким быстродействием. Другим положительным свойством этих систем, как показывают теоре-

тические и экспериментальные исследования, является их устойчивость при очень больших коэффициентах усиления.

На фиг. XII. 45 приведена принципиальная схема следящей позиционной системы мощностью 500 *вт*. Эта система имеет коэффи-



а)

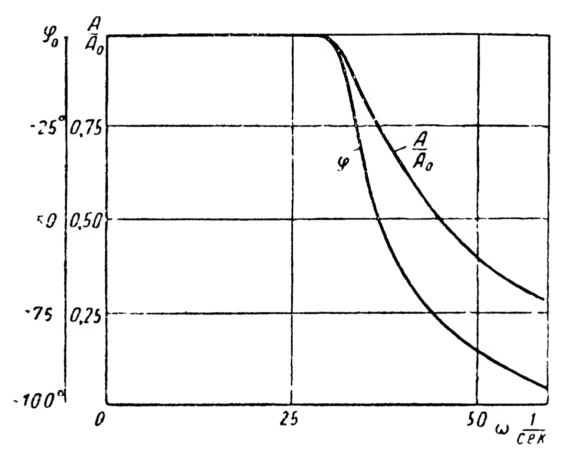


б)

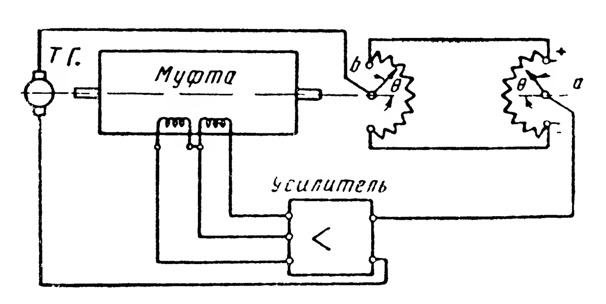
Фиг. XII. 43. Осциллограммы переходных процессов:

а — при скачкообразном сигнале системы мощностью 500 *вт* (время установления скорости ~0,04 сек., ускорение около 6000 *рад/см²*); *б* — системы мощностью 200 *вт* (время установления скорости ~0,03 сек., ускорение около 10 000 рад/сек²).

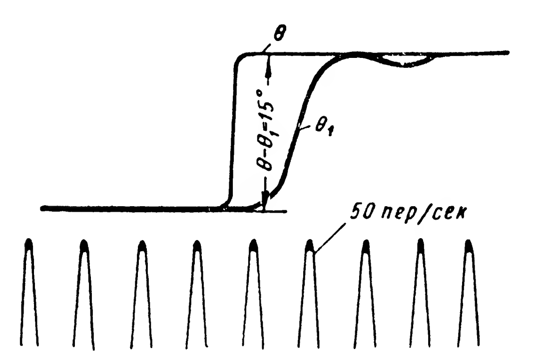
циент усиления по скорости, равный ~150 рад/сек, а коэффициент усиления по ускорению ~ 10 000 рад/сек, и обладает достаточным запасом устойчивости. На фиг. XII. 46 показана осциллограмма отработки этой системой угла рассогласования.



Фиг. XII. 44. Амплитудно-фазовые характеристики системы мощностью 500 *вт*.



Фиг. XII. 45. Схема следящей системы по углу.



Фиг. XII. 46. Осциллограмма отработки угла рассогласования $\theta - \theta_1$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аносов Ю. И., Электромагнитные муфты трения, «Электричество» № 11, 1951.

2. Алябьева Т. Н., Характеристики и расчет электромагнитных дифференциальных усилителей, А и Т, т. XV, № 2, 1954.

3. Аносов Ю. И., Электромагнитные муфты, Оборонгиз, 1952.

4. Буль Б. К., К расчету магнитной проводимости поля вблизи воздушного зазора, «Электричество» № 7, 1952.

5. Вильнер Т. С., Теоретическое и экспериментальное исследование включения фрикционных муфт, Труды Семинара по теории машин и механизмов, т. IX, вып. 34, 1950.

6. Гатчек, Вязкость жидкости, 1935.

7. Лысов Н. Е., Расчет электромагнитных механизмов, Оборонгиз, 1949.

8. Москвитин А. И., Уравнение процессов в электромагнитах с движущимся якорем, «Известия АН СССР, отд. техн. наук» № 4, 1948.

9. Ротерс и др., Электромагнитные механизмы, Госэнергоиздат, 1948.

10. Ступель Ф. А., Расчет и конструкция электромагнитных реле, Госэнергоиздат, 1950.

11. Сотсков Б. С., Методика расчета электромагнитных муфт с заполнением ферромагнитной полужидкой массой, А и Т № 4, 1951.

12. Татур О. Н., Зусман В. Г., Электромагнитные муфты и их применение в машиностроении, «Электричество» № 3, 1955.

13. Филиппов М. Ф., Переходные режимы асинхронного двигателя в приводах с электромагнитной фрикционной муфтой, «Известия Томского индустриального института», т. 59, вып. 2.

14. Чистяков Н. И., Электрические авиационные приборы, Оборонгиз, 1950.

15. Stuelpnagel T. R., Dallas I. R., Off-on modulated Reversing Clutch Servo Systems, «Electrical Engineering» № 5, May, 1953.

16. «Electrical Engineering» № 1, 1951.

17. «Machine Design» № 5, 1949.

18. «General Electric Review» № 12, 1949.

19. Gibbs W. J., The Theory and Design of Eddly Current Slip Couplings. BEAMA Journal № 4, 5, 6, 1946.

20. Gutman, Alfren Designing Sn Eddly Current clutch Sulo. Machin Design., Oct, 1950.

ГЛАВА XIII

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ (СЕРВОМОТОРЫ)

В гидравлических, пневматических, а также в смешанных системах автоматического регулирования в качестве исполнительных элементов широко используются гидравлические или пневматические сервомоторы — силовые элементы, преобразующие энергию потока жидкости или газа (воздуха) в механическую энергию перемещения поршня, поворота лопасти или вращения выходного вала.

Гидравлические и пневматические сервомоторы просты по конструкции, весьма надежны в работе; они отличаются небольшими размерами, долговечностью и наряду с этим обеспечивают весьма большие перестановочные усилия.

Такие сервомоторы отличаются небольшой инерционностью, так как масса их подвижных частей мала. Полоса пропускания частот гидравлических и пневматических сервомоторов достаточно велика.

Наконец, в этих сервомоторах легко достигается любое изменение скорости их перемещения — от нулевой до максимальной расчетной.

Благодаря перечисленным свойствам рассматриваемые в настоящей главе сервомоторы весьма удобны для использования в системах автоматического регулирования.

Из гидравлических сервомоторов наиболее распространены поршневые, лопастные и роторные (например, с объемным управлением).

Кроме того, в ряде случаев могут использоваться многолопастные, шестеренчатые и винтовые сервомоторы. Однако ввиду их большей сложности и относительно небольших крутящих моментов на выходном валу они не получили значительного распространения.

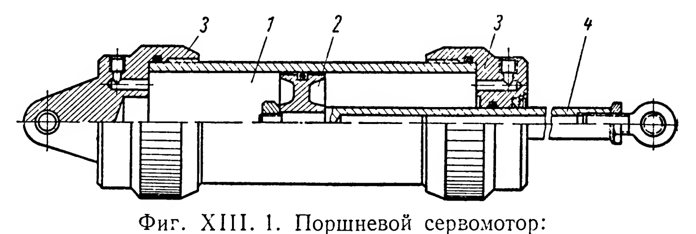
1. ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Поршневые исполнительные элементы представляют собой сервомоторы с поступательно движущимся поршнем, а лопастные сервомоторы являются исполнительными элементами с поворотным поршнем (лопастью).

Сервомоторы первого типа применяются для получения на выходе поступательных движений, второго типа — поворотных, а сервомоторы роторного типа осуществляют непрерывное вращение выходного вала.

Работа поршневых сервомоторов (фиг. XIII. 1) достаточно проста и не требует особых пояснений.

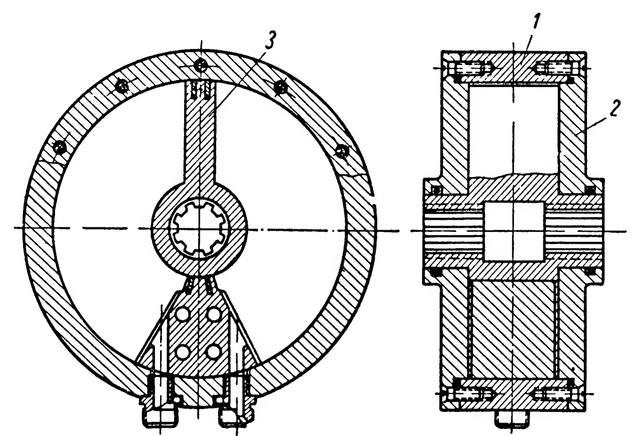
Одна из разновидностей поршневых сервомоторов — мембранные сервомоторы, у которых поршень заменяется упругой или мягкой мембраной. Они применяются в тех случаях, когда перемещения



Фиг. XIII. 1. Поршневой сервомотор:

1 — цилиндр; *2* — поршень; *3* — крышка; *4* — шток.

органа управления регуляторов сравнительно невелики или требуется тщательная герметизация рабочей жидкости от окружающей среды. Сервомоторы с поворотным поршнем (фиг. XIII. 2 и XIII. 3) вследствие больших технологических трудностей и утечек рабочей жидкости менее распространены, чем сервомоторы с посту-



Фиг. XIII. 2. Поворотный однолопастный сервомотор:

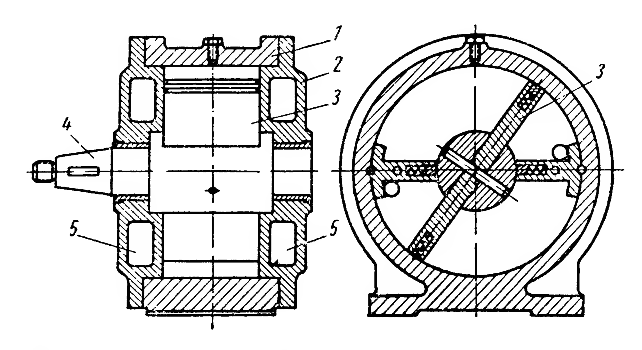
1 — цилиндр; *2* — крышка; *3* — лопасть.

пательно движущимся поршнем. Недостатком сервомоторов с одной лопастью является возникновение неуравновешенной радиальной силы во время преодоления внешней нагрузки. Эта сила создает дополнительный момент трения в подшипниках, что ухудшает качество их работы и уменьшает срок службы.

Двухлопастные сервомоторы с диаметрально расположенными лопатками свободны от этого недостатка.

В существующих конструкциях сервомоторов с одной лопастью предельный угол поворота выходного вала обычно не превышает 300°, а в сервомоторах с двумя лопастями 140°.

Для преобразования энергии потока рабочей жидкости во вращательное движение используются роторные сервомоторы. Схемы таких сервомоторов, описание их конструкции и принципа действия даны ниже.



Фиг. XIII. 3. Поворотный двухлопастный сервомотор:

1 — цилиндр; 2 — крышка; 3 — лопасть; 4 — вал; 5 — камера подвода и отвода рабочей жидкости.

Скоростная характеристика гидравлических сервомоторов. Под скоростной характеристикой понимается зависимость скорости движения поршня сервомотора от перемещения управляющего элемента и величины внешней нагрузки. Такая характеристика может быть получена из условий работы исполнительного механизма в статическом режиме.

Определим скоростную характеристику гидравлического исполнительного элемента с лопастным сервомотором (фиг. XIII. 4) и золотником.

Пренебрегая утечками в сервомоторе и считая рабочую жидкость несжимаемой, можно записать:

$$Q_{см} = Q_{11} - Q^{12}$$

или

$$Q_{см} = Q_{12} - Q^{11},$$

где $Q_{см}$ — секундный расход жидкости, протекающей через сервомотор.

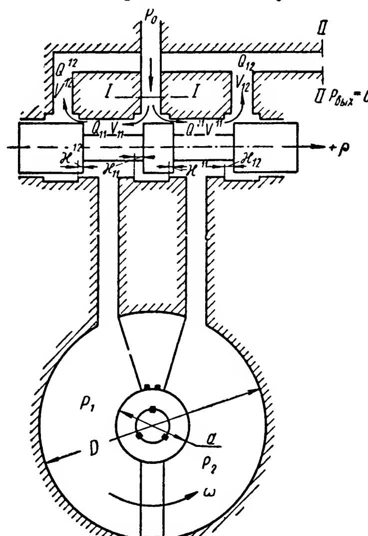
Выражая расход жидкости через среднюю скорость и проходное сечение окон золотника, получим

$$\left.\begin{aligned} Q_{см} &= f_{11}v_{11} - f^{12}v^{12}, \\ Q_{см} &= f_{12}v_{12} - f^{11}v^{11}, \end{aligned}\right\} \qquad (XIII.\ 1)$$

где f_{11}, f_{12} — геометрическая площадь проходных сечений рабочих окон золотника;

f^{11}, f^{12} — геометрическая площадь проходных сечений нерабочих окон золотника.

Для упрощения задачи примем также, что золотник имеет симметричную конструкцию, т. е. $f_{11} = f_{12} = f_1$ и $f^{11} = f^{12} = f^1$. Докажем, что при этих допущениях $v_{11} = v_{12} = v_1$ и $v^{11} = v^{12} = v^1$.



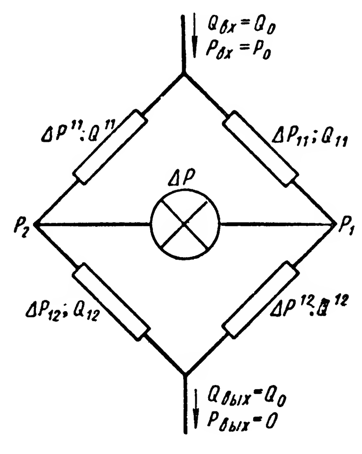
Фиг. XIII. 4. Схема гидравлического исполнительного элемента с лопастным сервомотором и золотником:

D — диаметр цилиндра сервомотора; d — диаметр втулки лопасти; Q_i^i — расходы жидкости в окнах золотника; p_0 — давление питания; p_1 и p_2 — давления в полостях сервомотора; v_i^i — скорости в окнах золотника; p — перемещение золотника; $\varkappa_i^i$ — осевые зазоры между рабочими кромками; ω — угловая скорость.

Представим гидравлический сервомотор с золотником в виде эквивалентной мостовой схемы (фиг. XIII. 5).

Используя аналогию между потоком жидкости и электрическим током, можно записать:

$$\left.\begin{aligned} p_0 &= \Delta p_{11} + \Delta p + \Delta p_{12};\\ \Delta p^{11} &= \Delta p_{11} + \Delta p;\\ \Delta p^{12} &= \Delta p_{12} + \Delta p, \end{aligned}\right\} \quad \text{(XIII. 2)}$$



Фиг. XIII. 5. Эквивалентная схема гидравлического сервомотора с золотником.

где Δp_{11}, Δp_{12} — перепад давлений на рабочих окнах золотника;
$\Delta p^{11}, \Delta p^{12}$ — перепад давлений на нерабочих окнах золотника;
$\Delta p = p_1 - p_2$ — перепад давлений, создаваемый внешней нагрузкой на лопасти.

Последние два равенства представим в виде

$$\Delta p^{11} - \Delta p_{11} = \Delta p^{12} - \Delta p_{12}$$

или

$$\Delta p_{11} - \Delta p_{12} = \Delta p^{11} - \Delta p^{12}. \quad \text{(XIII. 3)}$$

Согласно уравнению постоянства расхода, получим

$$Q_{11} - Q_{12} = Q^{12} - Q^{11}.$$

Выражая расход жидкости через среднюю скорость и геометрическое сечение окон, а скорость — через перепад давлений и коэффициент расхода, получим

$$\mu_{11}f_1\sqrt{\Delta p_{11}} - \mu_{12}f_1\sqrt{\Delta p_{12}} = \mu^{12}f^1\sqrt{\Delta p^{12}} - \mu^{11}f'\sqrt{\Delta p^{11}}.$$

Считая, что коэффициент расхода μ представляет собой функцию лишь ширины окна золотника, можем написать:

$$\mu_1 f_1(\sqrt{\Delta p_{11}} - \sqrt{\Delta p_{12}}) = \mu f(\sqrt{\Delta p^{12}} - \sqrt{\Delta p^{11}}). \qquad \text{(XIII. 4)}$$

Нетрудно показать, что равенства (XIII. 3) и (XIII. 4) могут быть одновременно удовлетворены лишь при условии

$$\left.\begin{aligned} \Delta p_{11} = \Delta p_{12} &= \Delta p_{ок} \\ \text{и} \qquad \Delta p^{11} = \Delta p^{12} &= \Delta p'_{ок}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIII. 5)}$$

где $\Delta p_{ок}$ — перепад давлений на рабочих окнах золотника;

$\Delta p'_{ок}$ — перепад давлений на нерабочих окнах золотника.

Уравнение (XIII. 2) в этом случае примет вид

$$p_0 = 2\Delta p_{ок} + \Delta p$$

или

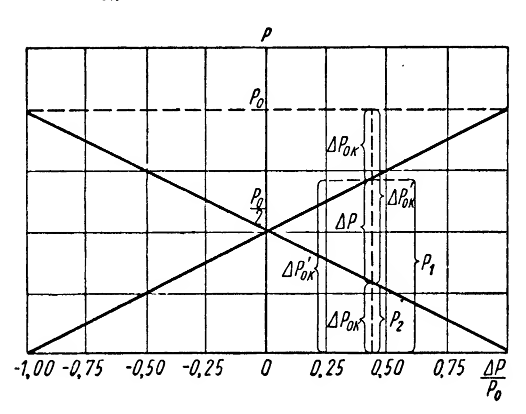
$$p_0 = 2\Delta p'_{ок} - \Delta p;$$

отсюда

$$\Delta p_{ок} = \frac{p_0 - \Delta p}{2} \qquad \text{(XIII. 6)}$$

и

$$\Delta p'_{ок} = \frac{p_0 + \Delta p}{2}. \qquad \text{(XIII. 7)}$$



Фиг. XIII. 6. Распределение давлений в гидравлическом сервомоторе при действии внешней нагрузки.

На основании проведенного анализа можно составить графики распределения давлений в окнах золотника в зависимости от создаваемого внешней нагрузкой перепада Δp в камерах сервомотора (фиг. XIII. 6).

Соотношения (XIII. 5), справедливые при симметричной конструкции золотника, определяют равенство средних скоростей потока жидкости в соответствующих окнах:

$$\left.\begin{aligned} v_{11} = v_{12} &= v_1; \\ v^{11} = v^{12} &= v'. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIII. 8)}$$

Следовательно, систему уравнений (XIII. 1) можно заменить одним уравнением:

$$Q_{см} = f_1 v_1 - f'v'. \qquad \text{(XIII. 9)}$$

Секундный расход жидкости, протекающей через лопастной сервомотор $Q_{см}$, можно представить следующим образом:

$$Q_{см} = \frac{\pi (D^2 - d^2) b}{4} \cdot \frac{\omega}{2\pi} = \frac{b (D^2 - d^2)}{8} \omega = q\omega,$$

где b — ширина лопасти;

q — удельный объем сервомотора или объем жидкости, заключенной в одном радиане центрального угла поворота его выходного вала.

При этом уравнение (XIII. 9) примет вид

$$q\omega = f_1 v_1 - f' v'.$$

Выражая в полученном уравнении скорость жидкости через перепад давлений на соответствующих окнах золотника и коэффициент расхода μ, получим

$$q\omega = f_1\mu_1 \sqrt{\frac{2g}{\gamma}} \sqrt{\Delta p_{ок}} - f'\mu' \sqrt{\frac{2g}{\gamma}} \sqrt{\Delta p'_{ок}}.$$

Заменяя величины $\Delta p_{ок}$ и $\Delta p'_{ок}$ через давление в напорной магистрали p_0 и перепад давлений Δp в сервомоторе, согласно уравнениям (XIII. 6) и (XIII. 7), получим

$$\omega = \frac{f_1}{q} \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \mu_1 \sqrt{p_0 - \Delta p} - \frac{f'}{q} \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \mu' \sqrt{p_0 + \Delta p}. \quad \text{(XIII. 10)}$$

Уравнение (XIII. 10) является математическим выражением скоростной характеристики гидравлического исполнительного элемента лопастного сервомотора при наличии утечек рабочей жидкости в золотнике.

Для сервомоторов с поступательно движущимся поршнем это уравнение примет вид

$$v_п = \frac{f_1}{F} \mu \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \sqrt{p_0 - \Delta p} - \frac{f'}{F} \mu' \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \sqrt{p_0 + \Delta p}, \quad \text{(XIII. 11)}$$

где $v_п$ — скорость поршня;

F — эффективная площадь поршня.

Полученные уравнения показывают, что скорость движения поршня гидравлического сервомотора определяется перепадом давлений на окнах управляющего золотника и площадью их поперечного сечения. Перепад давлений в окнах золотника, в свою очередь, представляет собой функцию давлений в напорной магистрали и величины внешней нагрузки, преодолеваемой сервомотором.

Направление движения поршня сервомотора при действии внешней нагрузки определяется знаком разности

$$f_1\mu_1 \sqrt{p_0 - \Delta p} - f'\mu' \sqrt{p_0 + \Delta p}.$$

При отсутствии нагрузки направление движения определяется соотношением площадей проходных сечений окон золотника f_1 и f'.

Найдем скоростную характеристику гидравлического сервомотора с цилиндрическим золотником. Для этого заменим

в уравнении (XIII. 10) площадь поперечного сечения окна золотника через его геометрические размеры:

$$\left.\begin{aligned}\omega = \frac{D_з\psi}{2q}\Big\{&\left[\sqrt{\varepsilon^2 + (\varkappa_0 + \rho)^2}\right]_{\text{при } \varkappa_0 \leqslant 0} \mu_1 \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \sqrt{p_0 - \Delta p} - \\ &- \left[\sqrt{\varepsilon^2 + (\varkappa_0 - \rho)^2}\right]_{\substack{\text{при } \varkappa \leqslant 0 \\ \varkappa_0 - \rho = 0}} \mu' \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \sqrt{p_0 + \Delta p}\Big\},\end{aligned}\right\} \quad (XIII.\ 12)$$

где ε — радиальный зазор;

ρ — перемещение золотника;

$\varkappa_0$ — расстояние между рабочими кромками золотника при его среднем положении.

Аналитический расчет скоростной характеристики по уравнению (XIII. 12) трудоемок и не дает наглядного представления о характере изменения угловой скорости выходного вала при перемещении золотника и действии внешней нагрузки.

Представим скоростную характеристику в виде графика.

Для удобства графического построения введем понятие гидравлического сервомотора и золотника с единичными размерами, приняв, что длина рабочего окна золотника и удельный объем сервомотора равны единице: $\frac{D_з\psi}{2} = 1$ и $q = 1$. Отсюда уравнение (XIII. 12) можно представить следующим образом:

$$\Omega = \left[\sqrt{\varepsilon^2 + (\varkappa_0 + \rho)^2}\right]_{\substack{\text{при } \varkappa \leqslant 0 \\ \varkappa_0 + \rho = 0}} \mu_1 \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \sqrt{p_0 - \Delta p} - $$
$$- \left[\sqrt{\varepsilon^2 + (\varkappa_0 \rho)^2}\right]_{\substack{\text{при } \varkappa \leqslant 0 \\ \varkappa_0 - \rho = 0}} \mu' \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \sqrt{p_0 + \Delta p},$$

где Ω — угловая скорость сервомотора с единичными размерами.

Построение скоростной характеристики гидравлического сервомотора с единичными размерами сводится к расчету кривых расхода жидкости через окно управляющего золотника, длина которого равна единице:

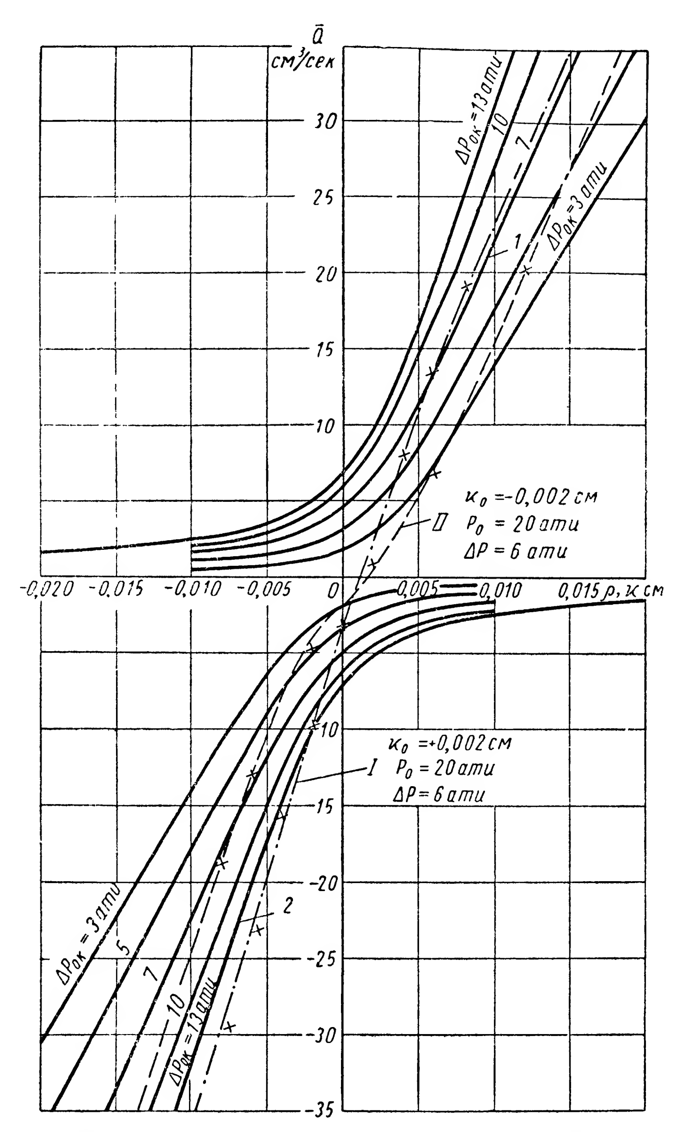
$$\Omega \equiv \overline{Q}_1 - \overline{Q}',$$

где $\overline{Q}_1$ — расход жидкости через рабочее окно золотника;

$\overline{Q}'$ — расход жидкости через нерабочее окно золотника.

Представленные на фиг. XIII. 7 кривые, определяющие расход жидкости через такие окна цилиндрического золотника, получены экспериментально и соответствуют минеральному маслу марки турбинное Л. При их построении начальное расстояние между рабочими кромками золотниковых пар было принято равным нулю.

На основании этих кривых скоростные характеристики гидравлических сервомоторов с золотником строятся следующим образом. Сначала по заданному давлению в напорной магистрали и по создаваемому внешней нагрузкой перепаду давлений в камерах сервомотора рассчитывается перепад давлений в рабочем и нерабочем



Фиг. XIII. 7. Расход жидкости через окна единичной длины золотника:

Q — расход через окна золотника в *см³/сек*; $\Delta p_{ок}$ — перепад давления в окнах золотника в *ати*; p_0 — давление питания; Δp — перепад давления в камерах сервомотора; $\varkappa$ — осевой зазор между рабочими кромками; ρ — перемещение золотника.

окнах золотника. Для этого используются уравнения (XIII. 6) и (XIII. 7).

Затем по фиг. XIII. 7 находят кривые расхода жидкости, соответствующие найденным перепадам давлений в окнах золотника. По точкам, соответствующим фиксированной ширине окна золотника, простым вычитанием ординат найденных кривых строится скоростная характеристика гидравлического сервомотора с единичными размерами. После этого рассчитывается скоростная характеристика по следующим формулам:

для сервомоторов с поворотным поршнем

$$\omega = \frac{D_з\psi}{2q}\left(\overline{Q}_1 - \overline{Q}'\right);$$

для сервомоторов с поступательно движущимся поршнем

$$v_п = \frac{D_з\psi}{2F}\left(\overline{Q}_1 - \overline{Q}'\right).$$

Максимальное значение скорости перемещения поршня определяется его эффективной площадью или удельным объемом сервомотора и производительностью насоса.

Скоростная характеристика гидравлического сервомотора с золотником может быть построена также и при переменной нагрузке, преодолеваемой сервомотором. В этом случае для каждого положения поршня или момента времени рассчитывается действующая нагрузка и вызванный ею перепад давлений в камерах сервомотора. Последующее построение скоростной характеристики совпадает с вышеописанным.

Уравнение движения гидравлического сервомотора. При анализе устойчивости и качества переходных процессов систем регулирования и следящих систем в качестве уравнения движения гидравлических сервомоторов с дроссельным управлением используется вырожденное уравнение скоростной характеристики. Это уравнение может быть получено из уравнения (XIII. 12), если пренебречь утечками рабочей жидкости, перепадом давлений Δp, создаваемым внешней нагрузкой в камерах сервомотора, и считать коэффициент расхода μ величиной постоянной. При таких допущениях уравнение (XIII. 12) примет вид

$$\omega = k_\omega \rho. \qquad \text{(XIII. 13)}$$

Представим полученное выражение в более удобном для анализа систем регулирования виде. Для этого умножим обе части уравнения на $T_{см}$ — наименьшее время полного хода поршня сервомотора:

$$T_{см}\frac{d\varphi}{dt} = k_\omega T_{см}\rho.$$

Обозначив через $k_{гм} = k_\omega T_{см}$ — коэффициент усиления гидравлического сервомотора, получим

$$T_{см}\frac{d\varphi}{dt} = k_{гм}\rho. \qquad \text{(XIII. 14)}$$

Формулы (XIII. 13) и (XIII. 14) используются при анализе систем регулирования как упрощенные уравнения движения гидравлических исполнительных механизмов с дроссельным управлением.

Рассмотрим уравнение движения гидравлического исполнительного элемента с учетом нагрузки, действующей на его выходной вал. В этом случае движение поршня определяется уравнением моментов и уравнением течения жидкости в рабочем тракте золотник — сервомотор — золотник.

Первое уравнение для сервомоторов с поворотным поршнем в общем случае имеет вид

$$M_н = J \frac{d^2\varphi}{dt^2} + h \frac{d\varphi}{dt} + k\varphi + M_0, \qquad \text{(XIII. 15)}$$

где $M_н$ — суммарный момент нагрузки;
J — момент инерции подвижных частей, приведенный к валу гидромотора;
h — коэффициент момента скоростного трения;
k — коэффициент позиционного момента;
M_0 — постоянный момент нагрузки;
φ — угол поворота вала сервомотора.

Течение жидкости в рабочем тракте исполнительного элемента при отсутствии утечек и постоянстве коэффициента расхода в окнах золотника определяется уравнением

$$\frac{d\varphi}{dt} = k_\varphi \sqrt{p_0 - \Delta p \operatorname{sign} \rho}, \qquad \text{(XIII. 16)}$$

где значение $\operatorname{sign} \rho$ учитывает изменение знака перепада давлений в камерах сервомотора при переходе золотника через среднее положение; ρ — перемещение золотника.

Решая совместно формулы (XIII. 15) и (XIII. 16), получим уравнение движения гидравлического исполнительного элемента с учетом нагрузки сервомотора:

$$\frac{d\varphi}{dt} = k_\varphi \sqrt{p_0 - \frac{1}{FR}\left(J \frac{d^2\varphi}{dt^2} + h \frac{d\varphi}{dt} + k_\varphi + M_0\right) \operatorname{sign} \rho}. \qquad \text{(XIII. 17)}$$

Уравнение (XIII. 17) нелинейно, вследствие чего им неудобно пользоваться в инженерной практике. Однако при решении ряда задач оно может с успехом применяться.

Мощность и коэффициент полезного действия гидравлических исполнительных элементов. При проектировании гидравлических исполнительных элементов их выходная мощность может быть рассчитана по формуле

$$N = M\omega$$

или

$$N = \Delta p q \omega, \qquad \text{(XIII. 18)}$$

где M — момент нагрузки, преодолеваемый гидравлическим сервомотором;
ω — скорость поворота выходного вала сервомотора.

Определим мощность гидравлического исполнительного элемента при дроссельном управлении и отсутствии утечек рабочей жидкости. В этом случае скорость поворота выходного вала, согласно уравнению (XIII. 10), примет вид

$$\omega = \frac{f}{q}\mu\sqrt{\frac{g}{\gamma}}\sqrt{p_0 - \Delta p}.$$

Мощность, развиваемая на выходном валу сервомотора, при этом может быть определена по формуле

$$N = \Delta p f \mu\sqrt{\frac{g}{\gamma}}\sqrt{p_0 - \Delta p}.$$

Выразим перепад давлений Δp в сервомоторе через давление в напорной магистрали p_0.

Предположим, что

$$\Delta p = \delta p_0,$$

где $\delta \leqslant 1$. Тогда уравнение (XIII. 10) примет вид

$$N = f\mu\sqrt{\frac{g}{\gamma}}\, p_0^{\frac{3}{2}}\,\delta\sqrt{1-\delta}. \qquad \text{(XIII. 19)}$$

Полученное уравнение показывает, что выходная мощность гидравлического исполнительного элемента определяется отношением перепада давления Δp в камерах сервомотора к давлению в напорной магистрали p_0, не зависит от конструкции и размеров сервомотора и представляет собой функцию ширины окна золотника.

Найдем величину нагрузки, при которой мощность, развиваемая поршнем сервомотора, будет иметь наибольшее значение.

Дифференцируя правую часть уравнения (XIII. 19) по δ и приравнивая результат нулю, получим

$$\frac{\partial N}{\partial \delta} = f\mu\sqrt{\frac{g}{\gamma}}\, p_0^{\frac{3}{2}}\,\frac{2-3\delta}{2\sqrt{1-\delta}} = 0.$$

Откуда

$$\delta = \delta^* = \frac{2}{3}.$$

Легко установить, что экстремальное значение производной $\frac{dN}{d\delta}$ при $\delta^* = {}^2/_3$ есть максимум.

Таким образом, на выходном валу гидравлического исполнительного элемента при постоянной ширине окна золотника максимальная мощность развивается в тот момент, когда внешняя нагрузка создает перепад давлений в сервомоторе, равный $^2/_3$ давления в напорной магистрали. При этом скорость движения поршня составит 57% скорости холостого хода:

$$\frac{\omega^*}{\omega_{xx}} = \frac{\sqrt{p_0(1-\delta^*)}}{\sqrt{p_0}} = \sqrt{1-\frac{2}{3}} \approx 0{,}57.$$

Характер изменения мощности, развиваемой сервомотором при преодолении внешней нагрузки, показан на фиг. XIII. 8.

Определим коэффициент полезного действия гидравлического исполнительного элемента η:

$$\eta = \frac{N}{N_н}$$

или

$$\eta = \frac{N}{N_{ж}} \cdot \frac{N_{ж}}{N_н},$$

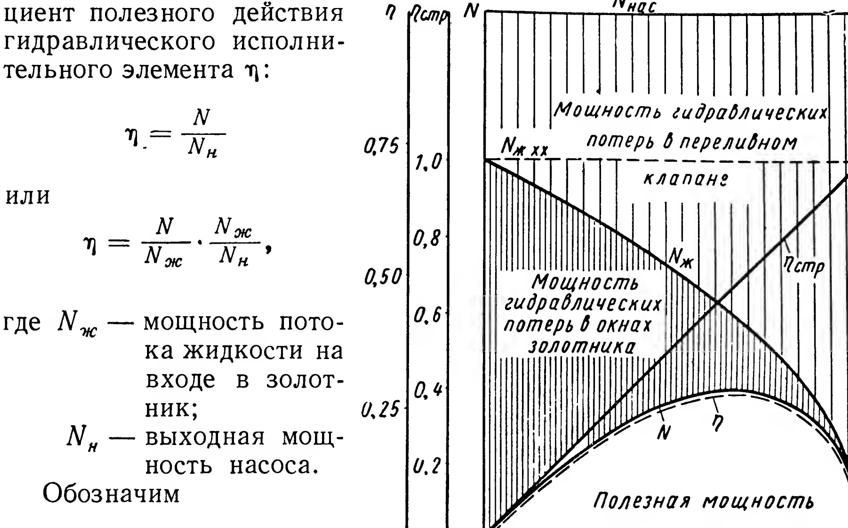
где $N_{ж}$ — мощность потока жидкости на входе в золотник;

$N_н$ — выходная мощность насоса.

Обозначим

$$\eta_{стр} = \frac{N}{N_{ж}};$$

$$\eta_{сп} = \frac{N_{ж}}{N_н},$$



Фиг. XIII. 8. Изменение мощности и коэффициента полезного действия гидравлического исполнительного элемента с золотниковым усилителем.

где $\eta_{стр}$ — структурный коэффициент полезного действия гидравлического исполнительного элемента[1].

$\eta_{сп}$ — коэффициент полезного действия системы питания.

В этом случае коэффициент полезного действия гидравлического исполнительного элемента определится следующим образом:

$$\eta = \eta_{стр}\eta_{сп}. \qquad \text{(XIII. 20)}$$

Рассмотрим структурный коэффициент полезного действия.

Мощность потока жидкости, протекающей по магистрали золотник — сервомотор, может быть представлена в виде

$$N_{ж} = p_0 Q_{см}.$$

Выходная мощность сервомотора, согласно уравнению (XIII. 18), равна

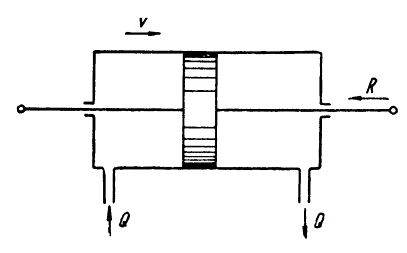
$$N = \Delta p Q_{см}.$$

[1] Определяется структурной схемой или основным принципом работы гидравлического исполнительного элемента.

Отсюда структурный коэффициент полезного действия определяется по формуле

$$\eta_{стр} = \frac{\Delta p}{p_0} = \delta. \qquad \text{(XIII. 21)}$$

Таким образом, структурный коэффициент полезного действия гидравлического исполнительного элемента численно равен отношению перепада давлений, создаваемого внешней нагрузкой в камерах сервомотора, к давлению в напорной магистрали. Он увеличивается с ростом внешней нагрузки и стремится к единице при торможении поршня сервомотора.



Фиг. XIII. 9. Поршневой исполнительный элемент двойного действия.

Зависимость структурного коэффициента полезного действия гидравлического исполнительного механизма от внешней нагрузки показана на фиг. XIII. 8.

В общем виде задача о работе поршневого гидравлического исполнительного элемента двойного действия (фиг. XIII. 9) на оптимальном режиме может быть решена следующим образом. Вне зависимости от схемы включения исполнительного элемента в гидросистему скорость его перемещения, если пренебречь утечками через уплотнения, равна

$$v = \frac{Q}{F}, \qquad \text{(XIII. 22)}$$

где Q — расход жидкости, поступающей к сервомотору;
F — эффективная площадь поршня сервомотора.

Давление в рабочей полости исполнительного элемента, если пренебречь противодавлением на линии слива, можно принять равным

$$p = \frac{R}{F}, \qquad \text{(XIII. 23)}$$

где R — нагрузка на сервомотор.

Во всех наиболее распространенных схемах включения сервомоторов в гидросистему величина Q зависит от давления p:

$$Q = Q(p). \qquad \text{(XIII. 24)}$$

Если нагрузка на исполнительный элемент постоянна по величине, то он может работать в оптимальном режиме лишь при максимальной скорости перемещения. В этом случае задача сводится к отысканию параметров, при которых для заданной нагрузки

скорость перемещения исполнительного элемента будет максимальной. Другими словами, необходимо отыскать параметры, при которых

$$v = \frac{Q(p)}{F} \qquad (XIII.\ 25)$$

или после подстановки значения F из выражения (XIII. 23)

$$v = \frac{Q(p)}{R} p \qquad (XIII.\ 26)$$

будет иметь максимальное значение при заданной нагрузке $\bar{R} = \text{const}$.

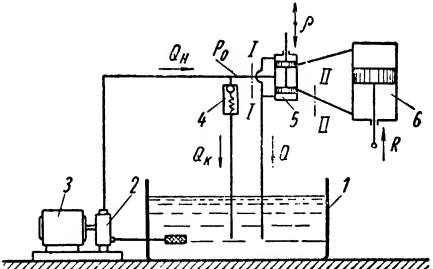
При дифференцировании выражения (XIII. 26) по давлению p получим

$$\frac{dv}{dp} = \frac{Q(\bar{p})}{\bar{R}} + \frac{\bar{p} d [Q(\bar{p})]}{\bar{R} dp}. \qquad (XIII.\ 27)$$

В выражении (XIII. 27) величина $\bar{p}$ представляет собой давление в рабочей полости исполнительного элемента при заданной нагрузке $\bar{R}$.

Из условия

$$\frac{Q(\bar{p})}{\bar{R}} + \frac{\bar{p} d [Q(\bar{p})]}{\bar{R} dp} = 0 \qquad (XIII.\ 28)$$



Фиг. XIII. 10. Схема включения исполнительного элемента в гидросистему с постоянным давлением рабочей жидкости на входе в золотник:

1 — бак; *2* — насос с нерегулируемой производительностью; *3* — привод насоса; *4* — перепускной клапан (регулятор давления); *5* — золотник; *6* — сервомотор.

можно найти давление $\bar{p}$, а затем и площадь исполнительного механизма, которая при давлении $\bar{p}$ дает возможность иметь на штоке усилие, равное заданной нагрузке:

$$\bar{F} = \frac{\bar{R}}{\bar{p}}. \qquad (XIII.\ 29)$$

Рассмотрим схему включения исполнительного элемента с дроссельным управлением, приведенную на фиг. XIII.10.

Давление рабочей жидкости в гидросистеме определяется нагрузкой на исполнительный элемент и потерями энергии в местных сопротивлениях, а также потерями на трение в трубопроводах. Функции одного из местных сопротивлений выполняет золотник, потери энергии в котором зависят от величины его открытия. Поэтому, если пренебречь потерями на трение в трубопроводах, можно считать, что давление в гидросистеме зависит лишь от нагрузки на исполнительный механизм и от величины открытия золотника.

Когда давление в гидросистеме не превышает давления p_0, на которое настроен перепускной клапан, то установившаяся скорость v

перемещения исполнительного элемента определяется только производительностью $Q_н$ насоса:

$$v = \frac{Q_н}{F}. \qquad (XIII.30)$$

При возрастании давления в гидросистеме свыше давления срабатывания перепускного клапана клапан приоткрывается и часть рабочей жидкости перепускается в бак. Чем больше увеличивается давление, тем больше открывается перепускной клапан и тем больше рабочей жидкости поступает обратно в бак, минуя золотник. Вследствие этого давление перестает возрастать, и на входе в золотник поддерживается почти постоянное давление p_0, изменяющееся лишь в небольших пределах. В этом случае скорость перемещения исполнительного элемента определяется разностью между производительностью насоса и расходом $Q_к$ жидкости, протекающей через перепускной клапан:

$$v = \frac{Q_н - Q_к}{F} \qquad (XIII.31)$$

Чем больше нагрузка на исполнительный элемент и чем меньше величина открытия золотника, тем больше расход $Q_к$ и, следовательно, тем меньше скорость перемещения исполнительного элемента.

Если пренебречь потерями энергии на трение в трубопроводах, то уравнение Бернулли для потока жидкости между сечениями *I—I* на входе в золотник и *II—II* на выходе из него (см. фиг. XIII. 10) можно записать следующим образом:

$$\frac{p_0}{\gamma} + \frac{\alpha_1 v_1^2}{2g} = \frac{p}{\gamma} + \frac{\alpha_2 v_2^2}{2g} + \zeta \frac{v_3^2}{2g}, \qquad (XIII.32)$$

где p_0 — давление на входе в золотник;
p — давление в рабочей полости сервомотора;
ζ — коэффициент местного сопротивления золотника;
v_3 — скорость прохождения жидкости через окна золотника.

Если диаметры трубопроводов до и после золотника равны, то $\alpha_1 v_1^2 = \alpha_2 v_2^2$ и расход жидкости, поступающей к исполнительному элементу, определяется по формуле

$$Q = \mu f \sqrt{\frac{2g}{\gamma}(p_0 - p)}, \qquad (XIII.33)$$

где μ — коэффициент расхода жидкости, протекающей через окна золотника;
f — площадь проходного сечения золотника;
γ — удельный вес рабочей жидкости;
g — ускорение силы тяжести.

При постоянной величине открытия золотника, т. е. при $\rho = \text{const}$, величины μ* и f постоянны и расход Q может быть представлен следующим образом:

$$Q = c\sqrt{p_0 - p}, \tag{XIII. 34}$$

где c — постоянная величина;

$$c = \mu f \sqrt{\frac{2g}{\gamma}}. \tag{XIII. 35}$$

В этом случае

$$v = \frac{c\sqrt{p_0 - p}}{R}\, p \tag{XIII. 36}$$

и

$$\frac{dv}{dp} = \frac{c}{\overline{R}}\left(\frac{2p_0 - 3\overline{p}}{2\sqrt{p_0 - \overline{p}}}\right). \tag{XIII. 37}$$

Приравнивая производную (XIII. 37) нулю, получим

$$\overline{p} = \frac{2}{3}\, p_0 \tag{XIII. 38}$$

и

$$\overline{F} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\overline{R}}{p_0} \tag{XIII. 39}$$

Найденные величины давления жидкости и площади поршня исполнительного элемента дают возможность определить при сделанных допущениях максимально возможную в этих условиях скорость перемещения сервомотора:

$$\overline{v} = \frac{2\mu f p_0}{3\overline{R}} \sqrt{\frac{2g}{3\gamma}\, p_0}\,. \tag{XIII. 40}$$

Соответственно максимальная полезная мощность исполнительного элемента будет равна

$$N_{max} = \overline{v}\overline{R} \tag{XIII. 41}$$

или

$$N_{max} = \frac{2}{3}\, \mu f p_0 \sqrt{\frac{2g}{3\gamma}\, p_0}. \tag{XIII. 42}$$

Коэффициент полезного действия гидросистемы определяется по формуле

$$\eta = \frac{N}{N_н}, \tag{XIII. 43}$$

где N — полезная мощность исполнительного элемента;
$N_н$ — мощность потока жидкости на выходе из насоса.

---

* Зависимость коэффициента расхода μ от режима движения жидкости не учитывается.

При работе исполнительного элемента в оптимальном режиме коэффициент полезного действия гидросистемы, изображенной на фиг. XIII. 10, может быть найден следующим образом:

$$\bar{\eta} = \frac{N_{max}}{N_н}. \qquad (XIII.44)$$

Так как

$$N_{max} = \bar{p}Q, \qquad (XIII.45)$$

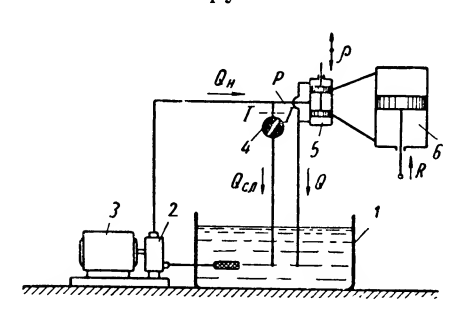
$$N_н = p_0 Q_н, \qquad (XIII.46)$$

то

$$\bar{\eta} = \frac{2}{3} \cdot \frac{Q}{Q_н}, \qquad (XIII.47)$$

где $Q_н$ — производительность насоса.

В гидросистеме, представленной на фиг. XIII. 11, давление также зависит от нагрузки на исполнительный элемент и от величины открытия золотника. Однако в этой схеме значение p не поддерживается постоянным, а представляет собой переменную величину.



Фиг. XIII. 11. Схема включения исполнительного элемента в гидросистему с дросселем на ответвлении от линии нагнетания:

1 — бак; *2* — насос; *3* — привод насоса; *4* — дроссель; *5* — золотник; *6* — сервомотор.

Давление в гидросистеме и величина открытия дросселя определяют расход жидкости через дроссель. При этом скорость перемещения исполнительного элемента, как и в предыдущей схеме, зависит от разности между производительностью насоса и расходом $Q_{сл}$ жидкости через дроссель:

$$v = \frac{Q_н - Q_{сл}}{F}. \qquad (XIII.48)$$

До определенных пределов давлений производительность насоса можно считать постоянной. При этом

$$Q = Q_н - Q_{сл}, \qquad (XIII.49)$$

где $Q_{сл}$ — расход жидкости, поступающей через дроссель на слив.

Определим расход $Q_{сл}$. Для этого, пренебрегая потерями на трение в трубопроводах, составим уравнение Бернулли для участка потока между сечениями $I — I$ и $II — II$:

$$\frac{p_1}{\gamma} + \frac{\alpha_1 v_1^2}{2g} = \frac{p_2}{\gamma} + \frac{\alpha_2 v_2^2}{2g} + \zeta_д \frac{v_2^2}{2g}. \qquad (XIII.50)$$

Если внутренние диаметры участков трубопровода до и после дросселя равны, то $\alpha_1 v_1^2 = \alpha_2 v_2^2$. Без учета потерь энергии на мест-

ные сопротивления и на трение по длине давление p_1 равно давлению p, а давление p_2 приближенно можно принять равным нулю (в системе избыточных давлений). При этом скорость рабочей жидкости на участках трубопровода до и после дросселя определяется по формуле

$$v_2 = \sqrt{\frac{2g}{\gamma \zeta_\partial} p}, \qquad \text{(XIII. 51)}$$

где ζ_∂ — коэффициент местного сопротивления дросселя.

Расход $Q_{сл}$ равен

$$Q_{сл} = v_2 f_m, \qquad \text{(XIII. 52)}$$

где f_m — площадь поперечного сечения трубопровода на участках до и после дросселя.

Подставим в выражение (XIII. 52) значение скорости v_2. При этом

$$Q_{сл} = k\sqrt{p}. \qquad \text{(XIII. 53)}$$

В выражении (XIII. 52) постоянная k равна[1]

$$k = f_m \sqrt{\frac{2g}{\gamma \zeta_\partial}}. \qquad \text{(XIII. 54)}$$

Для рассматриваемой схемы получим

$$Q = Q_н - k\sqrt{p} \qquad \text{(XIII. 55)}$$

и

$$v = \frac{Q_н - k\sqrt{p}}{R} p. \qquad \text{(XIII. 56)}$$

Первая производная выражения (XIII. 56) по переменной p определяется по формуле

$$\frac{dv}{dp} = \frac{Q_н - k\sqrt{\bar{p}}}{\bar{R}} - \frac{k\bar{p}}{\bar{R} 2\sqrt{\bar{p}}}. \qquad \text{(XIII. 57)}$$

Согласно условию (XIII. 28), получим

$$\bar{p} = \frac{2}{9} \frac{\gamma \zeta_\partial Q_н^2}{g f_m^2} \qquad \text{(XIII. 58)}$$

и

$$\bar{F} = \frac{9}{2} \frac{g f_m^2 \bar{R}}{\gamma \zeta_\partial Q_н^2}. \qquad \text{(XIII. 59)}$$

[1] Для данной величины открытия коэффициент ζ_∂ местного сопротивления дросселя — величина постоянная, если пренебречь зависимостью ее от числа Рейнольдса.

При найденных параметрах $\bar{p}$ и $\bar{F}$ гидросистемы и заданной нагрузке $\bar{R}$ определяется и скорость перемещения исполнительного элемента, соответствующая его максимальной полезной мощности:

$$\bar{v} = \frac{1}{3} \cdot \frac{Q_н}{\bar{F}}. \qquad \text{(XIII. 60)}$$

Подставляя выражение (XIII. 59) в формулу (XIII. 60), получим

$$\bar{v} = \frac{2}{27} \cdot \frac{\gamma \zeta_д Q_н^3}{g f_m^2 \bar{R}}. \qquad \text{(XIII. 61)}$$

Максимальная полезная мощность исполнительного элемента в этих условиях определяется по формуле

$$N_{\max} = \frac{2}{27} \cdot \frac{\gamma \zeta_д}{g f_m^2} Q_н^3. \qquad \text{(XIII. 62)}$$

В рассмотренной гидросистеме перемещение исполнительного элемента происходит с максимальной скоростью для данной нагрузки и данной величины открытия дросселя. Если площадь поршня исполнительного элемента выбирается из условия (XIII. 59), то скорость определяется по формуле (XIII. 61). Каждой нагрузке при постоянном открытии дросселя соответствует определенная максимально возможная скорость перемещения исполнительного элемента. Согласно формуле (XIII. 58), оптимальное давление $\bar{p}$ при выполнении условия (XIII. 59) не зависит от нагрузки.

К. п. д. исполнительного элемента, работающего в оптимальном режиме, в случае его включения в гидросистему с дросселем на ответвлении от линии нагнетания определяется по формуле

$$\bar{\eta} = \frac{N_{\max}}{\bar{N}_н}, \qquad \text{(XIII. 63)}$$

где $\bar{N}_н$ — мощность потока рабочей жидкости на выходе из насоса при работе исполнительного элемента в оптимальном режиме;

$$\bar{N}_н = \bar{p} Q_н. \qquad \text{(XIII. 64)}$$

Подставляя выражение (XIII. 58) в равенство (XIII. 55), получим

$$Q = \frac{1}{3} Q_н, \qquad \text{(XIII. 65)}$$

тогда

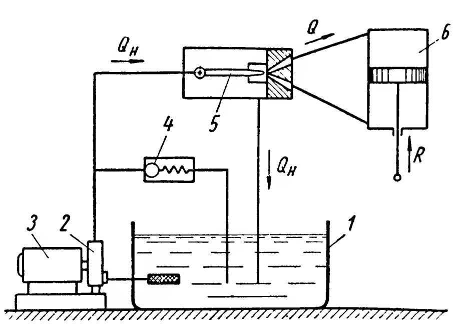
$$N_{\max} = \frac{1}{3} \bar{p} Q_н, \qquad \text{(XIII. 66)}$$

следовательно, при сделанных ранее допущениях $\eta = {}^1/_3$.

Кроме аналитического способа, для отыскания оптимальных параметров гидравлических исполнительных элементов могут быть использованы экспериментальные данные.

В качестве примера рассмотрим схему, представленную на фиг. XIII. 12.

Давление на участке гидросистемы от входа в приемные каналы струйного усилителя до плоскости поршня исполнительного элемента зависит от положения струйной трубки и нагрузки на исполнительный элемент. Давление на участке от выхода из насоса до струйной трубки зависит главным образом от положения трубки. При изменении нагрузки на исполнительный элемент при постоянном положении струйной трубки изменяется расход Q жидкости, поступающей к исполнительному элементу. Величина Q характеризует георетическую производительность или объем, соответствующий рабочему ходу исполнительного элемента как части гидропередачи;



Фиг. XIII. 12. Схема включения в гидросистему исполнительного элемента со струйным усилителем:

1 — бак; 2 — насос; 3 — привод к насосу; 4 — предохранительный клапан; 5 — струйная трубка; 6 — сервомотор.

$$Q = Q_н \eta_{об}, \quad \text{(XIII. 67)}$$

где $Q_н$ — теоретическая производительность насоса;

$\eta_{об}$ — объемный к. п. д. гидропередачи.

Известно, что

$$\eta_{об} = \eta_{об. н} \cdot \eta_{об. им}, \quad \text{(XIII 68.)}$$

где $\eta_{об. н}$ — объемный к. п. д. насоса,

$\eta_{об. им}$ — объемный к. п. д. исполнительного механизма.

Объемный к. п. д. зависит от давления рабочей жидкости в гидросистеме:

$$\eta_{об} = \eta_{об}(p). \quad \text{(XIII. 69)}$$

Теоретическая производительность насоса определяется по формуле

$$Q_н = qn, \quad \text{(XIII. 70)}$$

где q — теоретическая подача насоса за один оборот;

n — число оборотов насоса, зависящее в определенной мере от давления рабочей жидкости в гидросистеме;

$$n = n(p); \quad \text{(XIII. 71)}$$

отсюда получим

$$Q = qn(p)\,\eta_{об}(p). \quad \text{(XIII. 72)}$$

Применяя формулы (XIII. 22) и (XIII. 23), скорость перемещения исполнительного элемента можно выразить следующим образом:

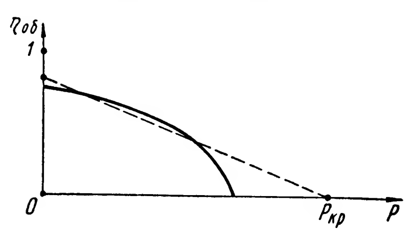
$$v = \frac{qn(p)\,\eta_{об}(p)}{R}\,p. \quad \text{(XIII. 73)}$$

При дифференцировании выражения (XIII. 73) по давлению p получим

$$\frac{dv}{dp} = \frac{q}{R}\left[n(\bar{p})\,\eta_{об}(\bar{p}) + n(\bar{p})\,\bar{p}\,\frac{d\eta_{об}}{dp} + \eta_{об}(\bar{p})\,\bar{p}\,\frac{dn}{dp}\right]. \quad \text{(XIII. 74)}$$

Оптимальное давление $\bar{p}$ в гидросистеме находится из условия

$$\frac{dv}{dp} = 0. \quad \text{(XIII. 75)}$$



Фиг. XIII. 13. Изменение объемного коэффициента полезного действия гидропередачи от давления рабочей жидкости:

P—давление рабочей жидкости; $\eta_{об}$—объемный коэффициент полезного действия гидропередачи.

Во многих случаях можно считать, что

$$n(p) = \text{const}. \quad \text{(XIII. 76)}$$

Отсюда находим условие максимума полезной мощности на исполнительном элементе при постоянной нагрузке применительно к схеме, показанной на фиг. XIII. 12:

$$\eta_{об}(\bar{p}) + \bar{p}\,\frac{d\eta_{об}}{dp} = 0. \quad \text{(XIII. 77)}$$

Зная экспериментально определенную зависимость объемного к. п. д. гидропередачи от давления рабочей жидкости, можно найти по формуле (XIII. 77) оптимальное давление.

Предположим, что

$$\eta_{об}(p) = \eta^{0}_{об}\left(1 - \frac{p}{p_{кр}}\right), \quad \text{(XIII. 78)}$$

где $\eta^{0}_{об}$ — объемный к. п. д. гидропередачи без нагрузки (при нулевом давлении рабочей жидкости);

$p_{кр}$ — давление рабочей жидкости, соответствующее $\eta_{об} = 0$.

Выражение (XIII. 78) представляет собой линейную аппроксимацию зависимости объемного к. п. д. гидропередачи от давления рабочей жидкости. Для гидравлических систем автоматического регулирования эта зависимость (фиг. XIII. 13) в пределах технической точности может быть заменена на рабочем участке прямой. В этом случае

$$\frac{d\eta_{об}}{dp} = -\frac{\eta^{0}_{об}}{p_{кр}}. \quad \text{(XIII. 79)}$$

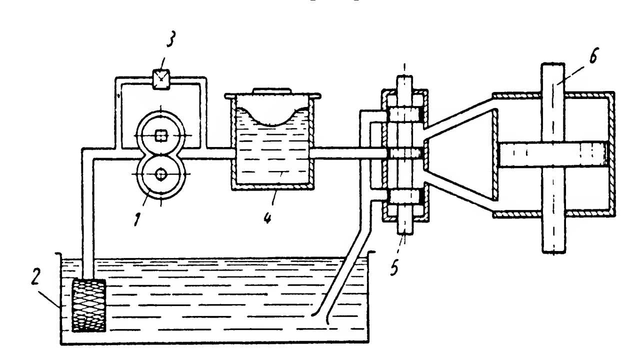
В результате подстановки в равенство (XIII. 77) выражений (XIII. 78) и (XIII. 79) получим

$$\bar{p} = \frac{p_{кр}}{2}. \quad \text{(XIII. 80)}$$

Это дает возможность определить площадь поршня исполнительного элемента:

$$\bar{F} = \frac{2\bar{R}}{p_{кр}}. \quad \text{(XIII. 81)}$$

Значительное распространение получила также схема гидропитания с подачей рабочей жидкости к гидравлическому исполнительному элементу через гидроаккумулятор (фиг. XIII. 14). При образовании в гидроаккумуляторе определенного запаса жидкости работа приводного двигателя насоса прекращается.



Фиг. XIII. 14. Схема питания исполнительного сервомотора с гидроаккумулятором:

1 — насос; 2 — бак; 3 — предохранительный клапан; 4 — гидроаккумулятор; 5 — золотник; 6 — сервомотор.

Для оценки экономичности работы такой системы питания целесообразно использовать усредненный коэффициент полезного действия $\bar{\eta}_{cn}$:

$$\bar{\eta}_{cn} = \frac{\int\limits_0^t q\omega dt}{Q_н t},$$

где $\int\limits_0^t q\omega dt$ — расход жидкости, протекающей через сервомотор за время t;

$Q_н t$ — производительность насоса за время t.

При выборе достаточно большого времени осреднения вся энергия насоса расходуется на работу гидравлического исполнительного сервомотора:

$$\lim_{t \to 8} \bar{\eta}_{cn} = 1.$$

Следовательно, системы питания гидравлических исполнительных элементов с гидроаккумулятором характеризуется весьма высокой экономичностью.

Таким образом, выбор оптимальных параметров гидравлических исполнительных элементов осуществляется на основе анализа их энергетических возможностей. Для определения э.их параметров рассматриваются конкретные схемы включения в гидросистему исполнительных элементов, когда они работают с отдачей максимальной полезной мощности в установившемся режиме. Схемы

включений могут исследоваться либо аналитически, либо путем использования экспериментальных данных.

Так как к. п. д. гидравлических исполнительных элементов с насосом постоянной производительности низок, мощность, развиваемая насосом, расходуется на нагрев жидкости. Во избежание ее перегрева емкость гидросистемы принимается равной трехминутной производительности насоса (для давлений в напорной магистрали до 15 *ат*). При рабочих давлениях свыше 15—20 *ат* следует принимать специальные меры для охлаждения жидкости.

Рекомендуемый порядок расчета основных размеров и параметров гидравлических исполнительных элементов. Рассмотрим случай, когда в качестве приводных двигателей используются сервомоторы с поворотным поршнем. Предлагаемый метод расчета может быть также использован и для сервомоторов с поступательно движущимся поршнем.

Пусть считается заданным скорость поворота выходного вала сервомотора ω_{max}, максимальное значение момента внешней нагрузки — $M_{н\,max}$ и рабочий диапазон перемещения золотника — $\pm\rho_{max}$*.

Расчет гидравлических исполнительных механизмов проводится в следующем порядке.

В зависимости от условий эксплуатации проектируемого исполнительного элемента устанавливаем: род рабочей жидкости и давление p_0 в напорной магистрали. С целью уменьшения размеров исполнительного механизма величину p_0 следует выбирать как можно большей.

Затем, задаваясь коэффициентом запаса по нагрузке k, находим максимальный момент, который должен развивать сервомотор. [1]

$$M_{гм\,расч} = k_н M_{н\,max}.$$

Выбор коэффициента $k_н$ затрудняется тем, что основными данными для такого выбора могут служить лишь результаты исследования поведения проектируемой системы регулирования или следящей системы в замкнутом состоянии. Опыт показывает, что при использовании исполнительных элементов в быстродействующих следящих системах, предназначенных для перемещения инерционных масс, коэффициент запаса должен составлять 5—7.

Для исполнительных элементов, преодолевающих инерционные, скоростные и позиционные нагрузки, этот коэффициент можно принимать равным 3—5, а для элементов, преодолевающих лишь позиционные и скоростные нагрузки, 1,5—3.

---

* Рабочий диапазон перемещения золотника диаметром не более 30 *мм* не должен превышать 1,0 *мм*.

[1] Коэффициенг запаса по нагрузке $k_н$ определяется отношением давления в напорной магистрали к максимальному перепаду давлений в камерах сервомотора, создаваемого внешней нагрузкой: $k_н = \frac{p_0}{\Delta p}$.

Коэффициент запаса не следует принимать меньше 1,5, так как в этом случае выходная мощность исполнительного элемента в наиболее тяжелых режимах работы будет резко снижаться.

Определив максимальный момент, развиваемый сервомотором, выбираем геометрические размеры поршня. При этом необходимо, чтобы выполнялось условие

$$p_0FR \geqslant M_{гм\, расч},$$

где F — площадь поршня (лопасти);

R — расстояние от центра давления жидкости до оси вращения поршня.

Затем находим удельный объем сервомотора:

$$q = \frac{b\,(D^2 - d^2)}{8},$$

где b, D, d — линейные размеры поршня.

После этого определяем номинальный диаметр золотника:

$$D_з = \frac{2q\omega_{max}}{\psi\Omega_{max}}.$$

Скорость Ω_{max} поворота вала сервомотора исполнительного элемента с единичными размерами принимаем по скоростной характеристике, соответствующей выбранному давлению p_0 в напорной магистрали и максимальному перепаду Δp давлений в камерах сервомотора.

Если давление p_0 в напорной магистрали превышает максимальное давление, для которого построена скоростная характеристика на фиг. XIII. 7, то скорость выходного вала гидравлического исполнительного элемента с единичными размерами приближенно можно рассчитать по формуле

$$\Omega = \mu \sqrt{\frac{g}{\gamma}} \sqrt{p_0 - \Delta p}\; \rho_{max}.$$

Затем, пользуясь методикой, изложенной выше, определяем оптимальное начальное расстояние между рабочими кромками штока и втулки золотника и находим расход рабочей жидкости, необходимый для обеспечения максимальной скорости поворота выходного вала:

$$Q_{max} = q\omega_{max}.$$

После этого, задаваясь объемным коэффициентом полезного действия η_Q исполнительного элемента, определяем необходимую производительность насоса:

для схемы питания без гидроаккумулятора

$$Q_{нас} = \frac{Q_{max}}{\eta_Q},$$

для схемы питания с гидроаккумулятором

$$Q_{нас} = \frac{\int_0^t q\omega\, dt}{t\eta_Q}.$$

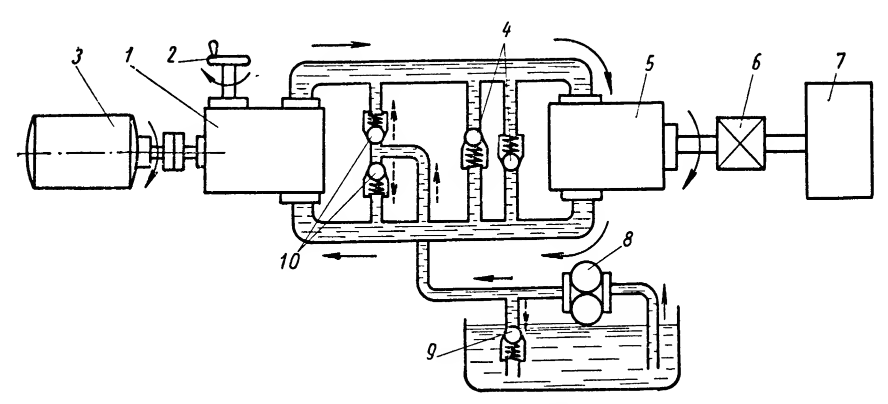
В заключение определяется выходная мощность насоса:

$$N_{нас} = \frac{p_0 Q_{нас}}{45 \cdot 10^4} \text{ л. с.},$$

где p_0 — давление в напорной магистрали в $кг/см^2$;
$Q_{нас}$ — производительность насоса в $см^3/мин$.

2. ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ОБЪЕМНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Принцип действия гидравлического исполнительного элемента с объемным управлением. Из гидравлических исполнительных элементов непрерывного действия широко применяются гидравлические элементы (муфты) с объемным управле-



Фиг. XIII. 15. Принципиальная схема гидравлического исполнительного элемента (гидромуфты) с объемным управлением:

1 — гидронасос; *2* — управляющее устройство; *3* — электродвигатель; *4* — предохранительные клапаны; *5* — сервомотор; *6* — редуктор; *7* — нагрузка; *8* — шестеренчатый насос; *9* — редукционный клапан; *10* — подпиточные клапаны.

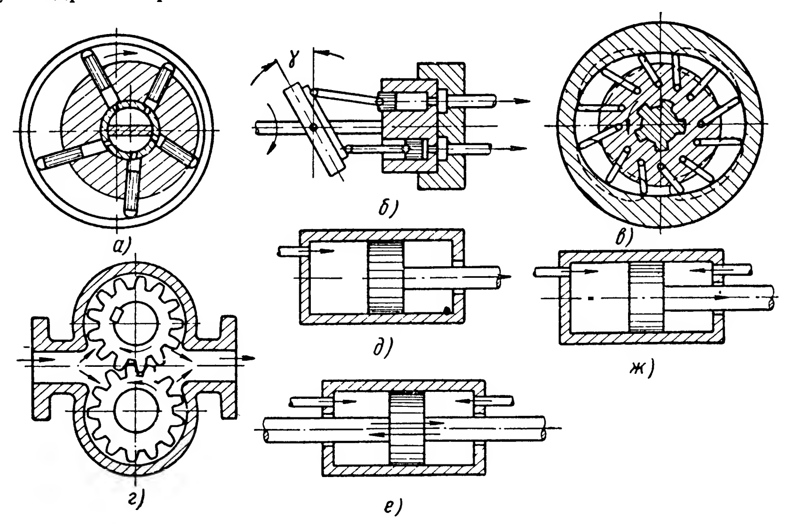
нием. Такая муфта устанавливается между приводным двигателем и нагрузкой и служит для бесступенчатого регулирования скорости вращения нагрузки. Поэтому муфты с объемным управлением называют также гидравлическими бесступенчатыми преобразователями скорости вращения.

Скорость и направление движения нагрузки регулируются изменением параметров гидромуфты при постоянной скорости и постоянном направлении вращения приводного двигателя (обычно для этой цели используются асинхронные трехфазные двигатели).

Гидравлические муфты могут применяться для получения вращательного и прямолинейного возвратно-поступательного движения.

Гидравлические муфты с объемным управлением относятся к механизмам статического типа и основаны на принципе закрытых сообщающихся сосудов. При работе они используют потенциальную энергию вытесняемой жидкости (энергию давления). Муфта (фиг. XIII. 15) состоит из гидравлического насоса, сервомотора

и вспомогательных устройств (дополнительный шестеренчатый насос и клапаны различного назначения). Гидравлический насос приводится во вращательное движение приводным электродвигателем с постоянной скоростью и преобразует механическую энергию двигателя в потенциальную и кинетическую энергию рабочей жидкости, поступающей к сервомотору, в котором энергия рабочей жидкости снова преобразуется в механическую энергию, отдаваемую выводному валу гидромотора.



Фиг. XIII. 16. Схемы гидравлических исполнительных элементов статического типа:

а — радиальная гидромуфта; *б* — аксиальная гидромуфта; *в* — лопастная гидромуфта; *г* — шестеренчатые насосы; *д* — поршневой сервомотор простого действия; *е* — поршневой сервомотор двойного действия; *ж* — поршневой сервомотор дифференциального действия.

Скорость вала сервомотора может регулироваться изменением рабочего объема гидронасоса или сервомотора (раздельно или одновременно). Изменение объема насоса при постоянной скорости вращения его вала приводит к изменению подачи насоса на один оборот, т. е. к изменению производительности насоса. В результате же изменения рабочего объема сервомотора изменяется расход жидкости за один оборот, так как при этом изменяется объем, описываемый рабочими частями сервомотора. Обычно объемное регулирование гидронасоса применяется при постоянном рабочем объеме сервомотора, соответствующем максимальному крутящему моменту. При постоянном рабочем объеме мотора и постоянной нагрузке на его валу скорость вращения вала сервомотора пропорциональна производительности гидронасоса. Направление вращения вала определяется направлением потока жидкости.

Гидравлические исполнительные элементы статического типа различают по кинематической схеме гидронасоса и сервомотора (фиг. XIII. 16). Для обеспечения вращательного движения вывод-

ного вала применяются ротационно-поршневые гидромуфты, у которых сервомотор и гидронасос по принципу конструкции одинаковы.

Ротационно-поршневые гидромуфты можно разделить на радиальные (или плоскостные), у которых рабочий ход поршней осуществляется вдоль радиуса ротора, и на аксиальные (или пространственные), рабочий ход поршней которых осуществляется параллельно оси вращения. Рабочий объем гидронасоса или сервомотора регулируются путем изменения длины хода поршней.

Для получения вращательного движения применяются также гидромуфты лопастного типа, в которых роторный диск с наклонными лопастями вращается в статорном кольце эллиптического профиля.

В качестве гидронасосов постоянной производительности широко применяются шестеренчатые насосы, состоящие из сцепляющихся зубчатых колес, вращающихся в корпусе с весьма малыми зазорами. При вращении колес жидкость, заполняющая впадины между зубьями, переносится из всасывающей полости в полость нагнетания, где она выдавливается зубьями, входящими в зацепление. Засасывание жидкости происходит вследствие образования вакуума при выходе зубьев из зацепления.

Для получения прямолинейного возвратно-поступательного движения применяются поршневые неротационные сервомоторы, состоящие из цилиндра и поршня или рабочей камеры и плунжера. Жидкость к такому сервомотору может подаваться шестеренчатым, лопастным или ротационно-поршневым гидронасосом.

Конструктивно гидромуфта выполняется либо в виде единого агрегата, в котором все элементы оформлены в одном блоке, либо раздельно. При раздельном исполнении мотор соединяется наружными трубопроводами с гидронасосом и располагается в месте, наиболее удобном для сочленения его вала с нагрузкой.

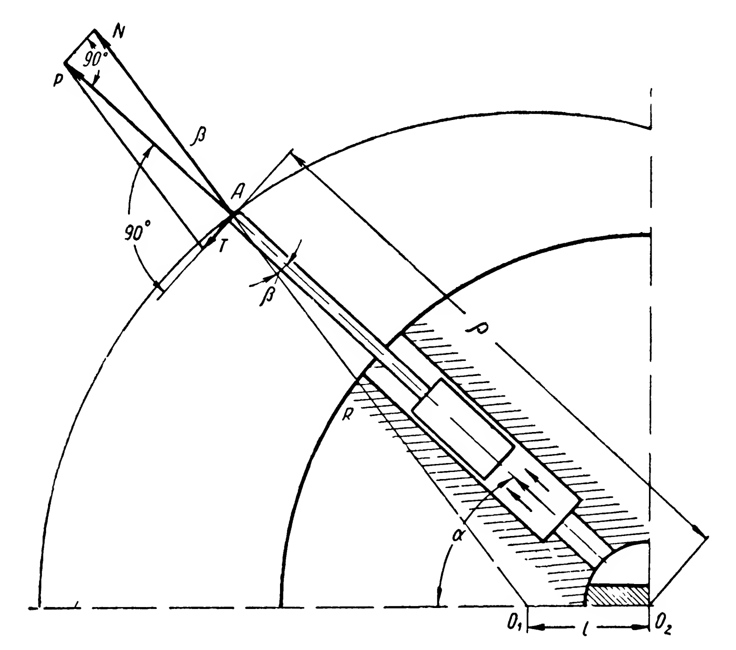
Жидкость может циркулировать между гидронасосом и сервомотором по разомкнутой или замкнутой цепи. В гидромуфтах с разомкнутой цепью (открытая циркуляция) гидронасос засасывает жидкость из бака и под давлением подает ее к сервомотору. Отработанная жидкость из сервомотора сливается в бак. При замкнутой циркуляции отработанная жидкость снова всасывается гидронасосом. Для пополнения утечек в системе и поддержания определенного давления при всасывании в схеме замкнутой циркуляции предусматривается дополнительный насос шестеренчатого типа.

В замкнутой схеме циркуляции практически исключена опасность проникновения воздуха в гидросистему, что обусловливает возможность жесткого регулирования скорости и улучшения эксплуатационных характеристик исполнительного элемента. Однако в замкнутой гидросистеме жидкость нагревается быстрее и требуется более тщательная ее фильтрация.

Гидромуфты с объемным управлением наиболее просто обеспечивают бесступенчатое регулирование скорости в широких пределах, легко и плавно реверсируются и характеризуются сравнительно плавным ходом. Вес и размеры гидравлических исполнительных

элементов, как правило, меньше веса и размеров электромашинных исполнительных механизмов соответствующей мощности. Гидравлические муфты допускают большую перегрузку; они легко предохраняются от перегрузок и поломки благодаря наличию предохранительных клапанов и специальных ограничителей мощности.

Основные недостатки гидравлических исполнительных элементов связаны с использованием жидкости. Утечки жидкости через уплотнения и зазоры, изменение ее свойств в зависимости от температуры,



Фиг. XIII. 17. Принцип действия радиальной гидромуфты.

проникновения воздуха, а также изменение заполняемых объемов в связи с деформацией конструкции, — все это отрицательно влияет на регулировочные свойства гидравлических исполнительных элементов.

Основные статические характеристики ротационно-поршневых гидромуфт. Рассмотрение конструкций различных типов гидравлических муфт показывает, что в большинстве случаев гидронасосы и сервомоторы по конструкции и по кинематике одинаковы. Поэтому основной расчет их характеристик будет выполняться по аналогичным зависимостям.

Статические характеристики радиальных муфт. Найдем закон перемещения поршня вдоль оси цилиндра при вращении ротора муфты радиального типа. При повороте цилиндра на угол α относительно начального положения конец A поршня (фиг. XIII. 17) отстоит от центра ротора O_2 на величину ρ, которая изменяется при вращении ротора.

Обозначив угол между радиусом R цилиндрической обоймы и осью поршня через β и рассматривая треугольник O_1AO_2, получим

$$\rho = e\cos\alpha + R\cos\beta. \qquad \text{(XIII. 82)}$$

Так как

$$\sin\beta = \frac{e}{R}\sin\alpha,$$

то

$$\cos\beta = \sqrt{1-\left(\frac{e}{R}\sin\alpha\right)^2} = \left[1-\left(\frac{e}{R}\sin\alpha\right)^2\right]^{\frac{1}{2}} =$$
$$= 1-\frac{1}{2}\left(\frac{e}{R}\sin\alpha\right)^2 + \frac{1}{4}\left(\frac{e}{R}\sin\alpha\right)^4 - \ldots$$

Величиной $\frac{1}{4}\left(\frac{e}{R}\sin\alpha\right)^4$, а также ее высшими степенями можно пренебречь, так как при $e \ll R$ она очень мала.

При этом получаем

$$\cos\beta = 1-\frac{1}{2}\left(\frac{e}{R}\sin\alpha\right)^2 = \frac{1}{R}\left[R+\frac{e^2(\cos 2\alpha - 1)}{4R}\right] =$$
$$= \frac{1}{R}\left[R-\frac{e^2}{4R}+\frac{e^2}{4R}\cos 2\alpha\right].$$

Подставляя значение $\cos\beta$ в выражение (XIII. 82), получим закон перемещения поршня вдоль оси цилиндра в зависимости от угла поворота ротора α:

$$\rho = e\cos\alpha + R - \frac{e^2}{4R} + \frac{e^2\cos 2\alpha}{4R}. \qquad \text{(XIII. 83)}$$

При $\alpha = 0$

$$\rho = \rho_{max} = R + e.$$

Минимальное значение ρ определим при повороте цилиндра на 180°:

$$\rho_{min} = R - e.$$

Таким образом, при повороте цилиндра на 180° поршень переместится вдоль оси цилиндра на величину, равную $2e$.

Найдем выражение для производительности гидронасоса.

Подача жидкости одним цилиндром в каждый момент времени прямо пропорциональна скорости движения поршня вдоль оси цилиндра (скорости относительно движения) и определяется выражением

$$q' = v_{отн} f,$$

где q' — мгновенное значение подачи жидкости одним цилиндром;
$v_{отн}$ — относительная скорость (скорость поршня вдоль оси цилиндра);
f — рабочая площадь поршня.

Относительную скорость поршня определим, продифференцировав выражение (XIII. 83):

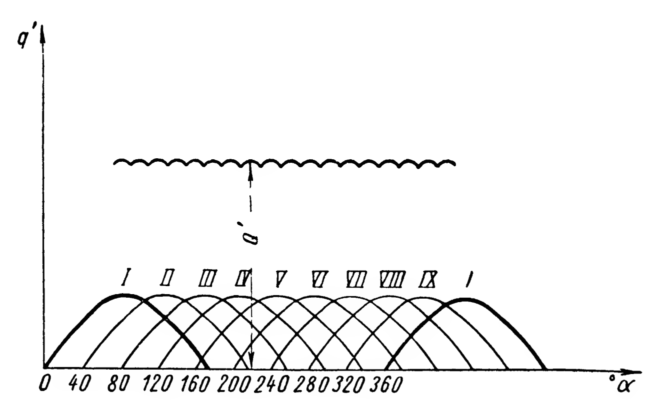
$$v_{отн} = \frac{d\rho}{dt} = -e \sin\alpha \frac{d\alpha}{dt} - e^2 \frac{2 \sin 2\alpha}{4R} \cdot \frac{d\alpha}{dt}.$$

Знак минус перед выражением для скорости, соответствующий перемещению поршня к центру ротора, в дальнейшем учитывать не будем.

Так как $\frac{d\alpha}{dt} = \omega$ — угловая скорость вращения ротора гидронасоса, то после подстановки значения $v_{отн}$ в выражение для мгновенной производительности, получим

$$q' = f e \omega \left(\sin\alpha + \frac{e}{2R} \sin 2\alpha \right). \qquad \text{(XIII. 84)}$$

Это выражение дает возможность определить мгновенное значение подачи одним цилиндром. Так как ротор насоса имеет m цилиндров,



Фиг. XIII. 18. Кривые изменения подачи отдельных цилиндров:

I, II, III, . . . номер цилиндра; q' — мгновенная подача одного цилиндра; Q' — мгновенная подача всех цилиндров; α — угол поворота ротора в град.

расположенных один относительно другого под углом $\frac{2\pi}{m}$, и подачу осуществляют одновременно все цилиндры, соединенные с полостью нагнетания, то общая мгновенная подача гидронасоса равна сумме подач отдельных цилиндров:

$$Q' = q'_1 + q'_2 + q'_3 + \ldots = \sum_{i=1}^{i=k} q'_i, \qquad \text{(XIII. 85)}$$

где i — номер цилиндра;

k — число нагнетающих цилиндров.

На фиг. XIII. 18 показаны кривые изменения подачи каждым из цилиндров в функции угла поворота ротора. Закон изменения подачи каждым из цилиндров соответствует изменению относитель-

ной скорости поршня. Подача первого цилиндра при углах поворота 0 и 180° равна нулю. Против этих точек в гидронасосе и сервомоторе и расположены перемычки, отделяющие стороны всасывания и нагнетания. Кривые подачи отдельных цилиндров сдвинуты одна относительно другой на угол $\frac{360}{m}$. Суммарная или результирующая подача Q' имеет пульсирующий характер. При нечетном числе цилиндров пульсация получается меньше, и поэтому число цилиндров обычно принимается равным 5, 7, 9 или 11.

При расчетах не так важно определить значение подачи, как производительность гидронасоса за один оборот или за единицу времени. За время оборота ротора поршень перемещается вдоль оси цилиндра на расстояние, равное $2e$, а производительность одного цилиндра определяется по формуле

$$q_1 = \frac{\pi d^2}{4} h, \qquad \text{(XIII. 86)}$$

где d — диаметр поршня в $см^2$;

h — ход поршня в $см$, равный $2e$.

Производительность m цилиндров за один оборот ротора будет равна

$$Q_m = \frac{\pi d^2}{4} 2em \quad (см^3).$$

Зная число оборотов ротора в минуту n, определим минутную производительность гидронасоса:

$$Q_{гн} = Q_m n = \frac{\pi d^2 emn}{2} \ см^3/мин. \qquad \text{(XIII. 87)}$$

Таким образом, при постоянной скорости приводного электродвигателя производительность гидронасоса изменяется только в зависимости от величины эксцентрицитета e.

Расход жидкости в сервомоторе в единицу времени определяется аналогичным выражением:

$$Q_{см} = \frac{\pi d_м^2 m_м e_{см}}{2} n_{см}, \qquad \text{(XIII. 88)}$$

где $e_{см}$ — эксцентрицитет сервомотора в $см$;

$n_{см}$ — теоретическое число оборотов ротора сервомотора в минуту;

$m_м$ — число поршней;

$d_м$ — диаметр поршня в $см$.

Переменной величиной в выражении для производительности сервомотора является только число оборотов ротора $n_{см}$. Теоретическое число оборотов сервомотора (без утечек жидкости) определим из условия равенства объемов, описываемых поршнями гидронасоса и сервомотора в единицу времени, или из условия равенства производительности гидронасоса и расхода жидкости в сервомоторе:

$$Q_{гн} = Q_{гм}$$

или

$$\frac{\pi d^2 mn}{2} e = \frac{\pi d_м^2 m_м e_м}{2} n_{см}.$$

При одинаковых конструктивных размерах насоса и сервомотора получим

$$n_{см} = \frac{e}{e_м} n. \qquad \text{(XIII. 89)}$$

Так как эксцентрицитет сервомотора и число оборотов ротора гидронасоса n постоянны, то

$$n_{см} = ke, \qquad \text{(XIII. 90)}$$

где

$$k = \frac{n}{e_м}.$$

Плавно изменяя эксцентрицитет гидронасоса от нуля до максимума, можно изменять скорость выводного вала сервомотора. При наличии утечек в системе поршни гидронасоса описывают несколько больший объем, чем объем жидкости, проходящей через сервомотор. Величина утечек зависит главным образом от температуры жидкости и давления и учитывается объемным коэффициентом полезного действия гидромуфты.

Составим выражение для крутящего момента в сервомоторе. Заметим, что все силы, действующие в сервомоторе, аналогичны силам, действующим в гидронасосе, и направлены в противоположные стороны. Поэтому выражение для крутящего момента на валу сервомотора при одинаковых параметрах насоса и сервомотора аналогично выражению для крутящего момента, который нужно приложить к валу насоса для нагнетания жидкости.

Для большинства современных приводов характерна замкнутая циркуляция жидкости, причем давление в полости всасывания при помощи дополнительного шестеренчатого насоса поддерживается равным 5—7 *кг/см*². Крутящий момент, создаваемый сервомотором, определяется разностью давлений жидкости в полостях нагнетания и всасывания, которая и представляет собой рабочее давление.

$$p = p_{нг} - p_{вс}.$$

Жидкость, поступающая к сервомотору под давлением p, действует на каждый поршень, соединенный в данный момент с полостью нагнетания с силой P:

$$P = \frac{\pi d^2}{4} p. \qquad \text{(XIII. 91)}$$

Сила P направлена вдоль оси цилиндра, и ее можно разложить на нормальную к направляющей поверхности обоймы силу N (фиг. XIII. 17) и тангенциальную силу T, перпендикулярную к радиусу ротора. Сила T, действуя на радиусе ρ, создает крутящий момент относительно оси ротора сервомотора. Если не учитывать

потерь на трение, то можно считать, что крутящий момент на валу сервомотора соответствует крутящему моменту, прикладываемому к валу гидронасоса и необходимому для нагнетания жидкости.

Силы N и T определятся по формулам

$$\left.\begin{aligned} N &= \frac{P}{\cos\beta}; \\ T &= P \operatorname{tg}\beta . \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIII. 92)}$$

С изменением угла поворота ротора эти силы меняются, причем в местах отсечки жидкости при $\alpha = 0°$ или $\alpha = 180°$ сила N равняется P, а сила T нулю. Закон изменения сил N и T определяется законом изменения угла β:

$$\sin\beta = \frac{e}{R}\sin\alpha .$$

Угол β зависит от величины эксцентриситета e и угла поворота α. При определенном угле α угол β, а следовательно, и сила T при наибольшем эксцентриситете максимальны. Поэтому для получения наибольшего крутящего момента в сервомоторе всегда устанавливается максимальный эксцентриситет. Сила T и крутящий момент достигают максимума при углах поворота цилиндра, равных 90°, убывая до нуля при $\alpha = 180°$ и оставаясь равным нулю при изменении от 180 до 360°, т. е. при холостом ходе.

Подставляя в выражение (XIII. 92) значения $\cos\beta$ и $\operatorname{tg}\beta$, получим

$$N = \frac{P}{\sqrt{1 - \left(\frac{e}{R}\sin\alpha\right)^2}} \qquad \text{(XIII. 93)}$$

и

$$T = \frac{P\frac{e}{R}\sin\alpha}{\sqrt{1 - \left(\frac{e}{R}\sin\alpha\right)^2}} .$$

Крутящий момент, создаваемый одним цилиндром относительно оси ротора, будет равен произведению силы T на плечо ее приложения ρ, определяемое из выражения (XIII. 82)

$$M_1 = T\rho = P\rho \operatorname{tg}\beta = P(e\cos\alpha \operatorname{tg}\beta + R\sin\beta). \qquad \text{(XIII. 94)}$$

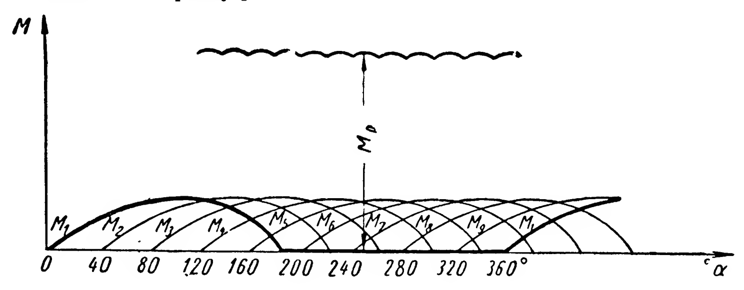
Величина ρ меняется в пределах от $R + e$ до $R - e$. Момент, создаваемый первым цилиндром, меняется по кривой M_1 (фиг. XIII. 19). При наличии m цилиндров кривые крутящих моментов, создаваемых отдельными цилиндрами, будут сдвинуты один относительно другого на угол $\frac{2\pi}{m}$ и результирующий момент на валу сервомотора имеет пульсирующий характер:

$$M_{рез} = T_1\rho_1 + T_2\rho_2 + T_3\rho_3 + \ldots = \sum_{i=1}^{i=k} T_i\rho_i, \qquad \text{(XIII. 95)}$$

где i — номер цилиндра;

k — число цилиндров, расположенных против полости нагнетания.

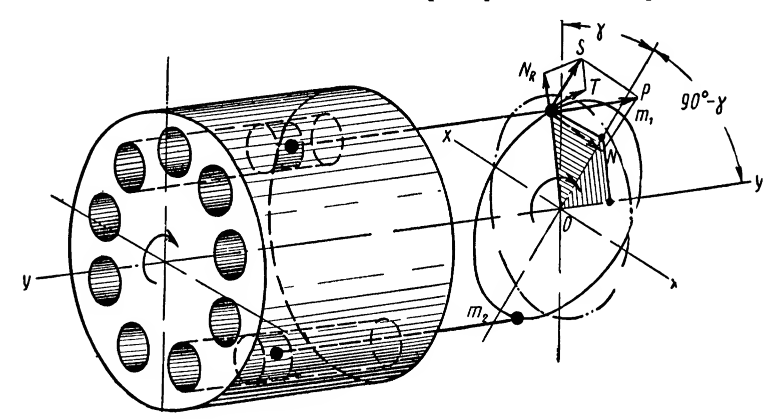
Статические характеристики пространственных гидромуфт. Определим производительность и крутящий момент гидромуфты.



Фиг. XIII. 19. Кривые крутящих моментов:

M — крутящий момент; M_i — крутящие моменты, создаваемые отдельными цилиндрами; M_p — результирующий крутящий момент; α — угол поворота ротора в град.

В пространственных гидравлических муфтах поршни совершают вращательное движение вместе с ротором и возвратно-поступа-



Фиг. XIII. 20. Схема действия сил в сервомоторе пространственного типа.

тельное движение вдоль оси цилиндра. Закон перемещения поршня вдоль оси цилиндра (фиг. XIII. 20) определяется по формуле

$$y = R \cos \alpha \sin \gamma, \qquad (XIII. 96)$$

где R — радиус диска;

γ — угол наклона диска;

α — угол поворота цилиндра, отсчитываемый от верхней мертвой точки m_1.

При углах поворота α, равных 0 и 180°, перемещения поршня относительно среднего положения максимальны и равны соответственно $R \sin \gamma$ и $-R \sin \gamma$.

Полный ход поршня вдоль оси цилиндра за оборот ротора будет равен

$$h = 2R \sin \gamma. \qquad \text{(XIII. 97)}$$

Мгновенная подача жидкости одним цилиндром равна

$$q' = v_{отн} f,$$

где $v_{отн}$ — относительная скорость поршня вдоль оси цилиндра;
f — площадь поршня.

Продифференцировав выражение (XIII. 96), определим относительную скорость поршня вдоль оси цилиндра:

$$\frac{dy}{dt} = v_{отн} = -R \sin \gamma \sin \alpha \frac{d\alpha}{dt}. \qquad \text{(XIII. 98)}$$

Величина $\frac{d\alpha}{dt}$ представляет собой угловую скорость вращения ротора ω. Выражение для подачи жидкости одним цилиндром может быть записано следующим образом:

$$q' = R \frac{\pi d^2}{4} \omega \sin \gamma \sin \alpha. \qquad \text{(XIII. 99)}$$

Знак минус опускаем, так как он характеризует лишь направление движения поршня относительного среднего положения. При α, равном 0 или 180°, т. е. в верхней и нижней мертвых точках, жидкость не подается. Против этих точек расположены перемычки распределительного диска, разделяющие полости всасывания и нагнетания. Следует отметить, что, так как жидкость подается одновременно всеми цилиндрами, соединенными с полостью нагнетания, то суммарная подача гидронасоса будет равна

$$Q' = q_1' + q_2' + q_3' + \ldots = \frac{R \omega \pi d^2}{4} \sin \gamma \sum_{i=1}^{i=k} \sin \alpha_i. \qquad \text{(XIII. 100)}$$

Кривые подачи отдельных цилиндров смещены на углы $\frac{2\pi}{m}, \frac{4\pi}{m}, \frac{6\pi}{m}, \ldots$ и т. д.

Результирующая подача, как и в ранее рассмотренной муфте, имеет пульсирующий характер.

Обычно при расчетах пользуются не мгновенным значением подачи, а подачей гидронасоса за один оборот или в единицу времени. Производительность m цилиндров за один оборот определяется по формуле

$$Q_m = fhm = \frac{\pi d^2 R m}{2} \sin \gamma. \qquad \text{(XIII. 101)}$$

При вращении ротора со скоростью n об/мин производительность гидронасоса в минуту будет равна

$$Q_{гн} = Q_m n = \frac{\pi d^2 Rmn}{2} \sin\gamma. \qquad \text{(XIII. 102)}$$

Меняя угол наклона качающегося диска при постоянной скорости вращения ротора, будем изменять производительность гидронасоса пропорционально синусу угла наклона диска. Изменение знака угла наклона диска вызывает изменение направления потока жидкости.

Угол наклона диска постоянен, и поэтому расход жидкости за один оборот ротора останется неизменным. Теоретический расход жидкости в сервомоторе в единицу времени определяется по формуле

$$Q_{см} = \frac{\pi d_м^2 R_м m_м}{2} n_{см} \sin\gamma_м. \qquad \text{(XIII. 103)}$$

Согласно уравнению расхода жидкости (без учета утечек), приравняем выражения (XIII. 102) и (XIII. 103):

$$\frac{\pi d^2 Rmn}{2} \sin\gamma = \frac{\pi d_м^2 R_м m_м}{2} n_{см} \sin\gamma_м;$$

отсюда скорость вала можно определить по формуле

$$n_{см} = \frac{d^2 Rmn}{d_м^2 R_м m_м} \cdot \frac{\sin\gamma}{\sin\gamma_м}.$$

При одинаковых конструктивных параметрах насоса и сервомотора получим

$$n_{см} = n \frac{\sin\gamma}{\sin\gamma_м} \qquad \text{(XIII. 104)}$$

или

$$n_{см} = k \sin\gamma, \qquad \text{(XIII. 105)}$$

где

$$k = \frac{n}{\sin\gamma_м} = \text{const}.$$

Таким образом определяем теоретическую скорость сервомотора без утечек и колебания скорости приводного двигателя при изменении нагрузки. Скорость мотора пропорциональна синусу угла наклона диска насоса. Так как углы наклона диска обычно малы ($\gamma \leqslant 20°$), то, полагая $\sin\gamma \approx \gamma$, получим

$$n_{см} = k\gamma, \qquad \text{(XIII. 106)}$$

т. е. для малых углов наклона диска существует линейная зависимость между скоростью сервомотора и углом наклона диска насоса.

Определим крутящий момент на валу. Раскладывая силу давления жидкости P на поршень на две взаимно-перпендикулярные составляющие — силу N, перпендикулярную к плоскости диска

и вызывающую реакцию упорного роликового подшипника, и силу S, действующую в плоскости диска, получим

$$N = P\cos\gamma_м$$

и

$$S = P\sin\gamma_м.$$

Силу S, в свою очередь, можно разложить на составляющую N_R, направленную по радиусу диска, и составляющую T, направленную перпендикулярно радиусу в рассматриваемой точке и создающую крутящий момент.

Сила T будет равна

$$T = S\sin\alpha = P\sin\gamma_м\sin\alpha. \qquad (XIII.\ 107)$$

Действуя на плече, равном радиусу диска R, эта сила создает момент

$$M_1 = PR\sin\gamma_м\sin\alpha.$$

Таким образом, момент, создаваемый одним цилиндром, изменяется от нуля при $\alpha = 0°$ до M_{max} при $\alpha = 90°$ и снова до нуля при $\alpha = 180°$. При повороте цилиндра в пределах угла от 180 до 360° крутящий момент будет равен нулю, так как при расчете силы P мы брали рабочее давление $p = p_{нг} - p_{вс}$.

На вал сервомотора одновременно действует момент, создаваемый всеми цилиндрами, соединенными с полостью нагнетания, т. е.

$$M = PR\sin\gamma_м\sin\alpha_1 + PR\sin\gamma_м\sin\alpha_2 + \ldots =$$

$$= PR\sin\gamma_м\sum_{i=1}^{i=k}\sin\alpha_i. \qquad (XIII.\ 108)$$

Моменты, создаваемые отдельными цилиндрами, зависят от угла поворота их относительно начального положения и, следовательно, результирующий момент будет иметь пульсирующий характер.

При практических расчетах более удобно пользоваться средним значением крутящего момента за один оборот, которое для одного цилиндра можно определить по формуле

$$M_{1ср} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\pi} P_{нг}R\sin\gamma_м\sin\alpha d\alpha + \int_{\pi}^{2\pi} P_{вс}R\sin\gamma_м\sin\alpha d\alpha\right] =$$

$$= \frac{1}{\pi}R\sin\gamma_м(P_{нг} - P_{вс}),$$

где $P_{нг} = \frac{\pi d^2}{4}p_{нг}$ — сила, действующая на поршни на стороне нагнетания;

$P_{вс} = \frac{\pi d^2}{4}p_{вс}$ — сила, действующая на поршни на стороне всасывания.

Среднее значение суммарного момента, создаваемого цилиндрами за один оборот ротора, будет равно

$$M_{ср} = \frac{mRd^2\sin\gamma_м}{4}(P_{нг} - P_{вс}) = \frac{mRd^2\sin\gamma_м}{4}p. \qquad (XIII.\ 109)$$

Таким образом, крутящий момент пропорционален рабочему давлению жидкости и зависит от конструктивных постоянных сервомотора.

Теоретическую мощность насоса или сервомотора можно представить как произведение теоретической производительности (или расхода жидкости для сервомотора) $Q_{теор}$ на перепад давлений или рабочее давление p:

$$N_{теор} = Q_{теор} p.$$

Теоретическую мощность, с учетом величины крутящего момента и угловой скорости, можно выразить следующим образом:

$$N_{теор} = M_{теор} \omega.$$

Определяя расчетную или теоретическую производительность $Q_{теор}$ в *см³/мин* и рабочее давление p в *кг/см²*, мощность можно определить по формуле

$$N_{теор} = \frac{Q_{теор} p}{45 \cdot 10^4} \text{ л. с.} \qquad \text{(XIII. 110)}$$

Полученное выражение характеризует теоретическую гидравлическую мощность, так как оно не учитывает потерь от утечек и трения. Для учета различного рода потерь мощности в приводе необходимо определить его к. п. д.

В действительности при наличии утечек в системе объем, описываемый поршнями гидронасоса, больше объема жидкости, подаваемой ими к сервомотору.

Соответственно в сервомоторе объем, описываемый поршнями, будет меньше объема жидкости, подводимого к сервомотору, вследствие утечек в самом сервомоторе. Величина утечек зависит главным образом от температуры жидкости и давления. Коэффициент, выражающий объемные потери в приводе (насосе, сервомоторе, трубопроводах), определяется как отношение фактического расхода жидкости, проходящей через сервомотор $Q_{смд}$ к теоретической производительности гидронасоса $Q_{гн}$:

$$\eta_v = \frac{Q_{смд}}{Q_{гн}}. \qquad \text{(XIII. 111)}$$

Так как теоретической производительности гидронасоса $Q_{гн}$ соответствует определенное выше теоретическое число оборотов сервомотора, а действительному количеству жидкости, прошедшей через сервомотор, $Q_{смд}$ — действительное (измеренное) число оборотов сервомотора $n_{смд}$, то коэффициент, выражающий объемные потери в приводе, будет равен

$$\eta_v = \frac{n_{смд}}{n_{см}},$$

откуда

$$\eta_{смд} = \eta_v n_{см}. \qquad \text{(XIII. 112)}$$

Коэффициент η_v называется **объемным коэффициентом полезного действия гидромуфты**.

Утечки в гидромуфте можно выразить также в процентах от производительности гидронасоса:

$$\frac{Q_{гн} - Q_{смд}}{Q_{гн}} 100 = S'_{д}.$$

Имея в виду, что величина абсолютных утечек $S_д = Q_{гн} - Q_{гмд}$ не зависит от производительности гидронасоса, а определяется в основном давлением и температурой жидкости, можно заключить, что с уменьшением производительности насоса процент утечек возрастает, а следовательно, объемный к. п. д. гидромуфты снижается.

Потери давления жидкости в трубопроводах обычно учитываются гидравлическим к. п. д. привода, который определяют отношением давления жидкости в рабочей полости сервомотора $p_{см}$ к давлению жидкости в полости нагнетания насоса $p_н$:

$$\eta_г = \frac{p_{см}}{p_н}. \qquad \text{(XIII. 113)}$$

Потери на трение учитываются механическим к. п. д. насоса и сервомотора. Механический коэффициент полезного действия насоса определяется отношением теоретической гидравлической мощности гидронасоса $N_{нтеор}$ к мощности, подведенной к валу насоса со стороны приводного двигателя $N_{н\,пд}$:

$$\eta_{н\,мех} = \frac{N_{н\,теор}}{N_{н\,пд}}. \qquad \text{(XIII. 114)}$$

Теоретическая мощность гидронасоса определяется по формуле (XIII. 110). Механический коэффициент полезного действия сервомотора определяется отношением мощности $N_{см}$, измеренной на его валу, к мощности, подведенной к сервомотору $N_{см\,пд}$. Мощность, подведенную к сервомотору, можно определить по фсрмуле

$$N_{м\,пд} = \frac{Q_{смд} p}{45 \cdot 10^4} \text{ л. с.}$$

Отсюда механический к. п. д. сервомотора будет равен

$$\eta_{м\,мех} = \frac{N_м}{N_{см\,пд}}. \qquad \text{(XIII. 115)}$$

Механический к. п. д. сервомотора можно также определить как отношение тормозного крутящего момента к среднему теоретическому значению крутящего момента на его валу.

Полный коэффициент полезного действия гидравлической муфты будет равен

$$\eta = \eta_v \eta_г \eta_{н\,мех} \eta_{м\,мех}. \qquad \text{(XIII. 116)}$$

Коэффициент полезного действия гидравлической муфты не является постоянной величиной. Кривая к. п. д., построенная в функции подводимой мощности, начинается от мощности холостого хода, возрастает до некоторого максимума, а затем, при дальнейшем

увеличении подводимой мощности, вследствие сильного возрастания объемных потерь понижается. К. п. д. увеличивается с увеличением производительности гидронасоса или скорости сервомотора. Однако при больших скоростях происходит падение к. п. д. вследствие роста гидравлических потерь и отрыва столба жидкости от поршней. Значительное уменьшение к. п. д. наблюдается в случае повышения температуры жидкости при длительной работе, так как с повышением температуры уменьшается вязкость жидкости и возрастают утечки.

Уравнение движения выходного вала гидромуфты объемного регулирования. При рассмотрении статических характеристик гидромуфты приведены основные зависимости, определяющие ее работу в установившемся режиме: пропорциональность скорости сервомотора объему жидкости, проходящей через него в единицу времени, пропорциональность момента на валу сервомотора рабочему давлению жидкости и пропорциональность между величиной эксцентриситета или углом наклона диска и производительностью гидронасоса независимо от величины давления. Однако полученные зависимости не могут характеризовать работу гидравлической муфты при изменении скорости, направления вращения и нагрузки сервомотора. На работу гидравлической муфты существенно влияют утечки жидкости, ее сжимаемость с изменением давления, деформация трубопроводов, переходные процессы в приводном электродвигателе, изменение коэффициента полезного действия, изменение утечек и вязкости жидкости в зависимости от температуры и ряд других факторов. Полностью учесть все эти факторы при выводе уравнения движения практически трудно, так как при этом получаются нелинейные зависимости. Поэтому при выводе уравнения движения учтем только основные факторы, определяющие поведение вала гидромуфты в переходном режиме: момент инерции нагрузки, приведенной к валу гидромуфты, суммарные утечки в гидромуфте и сжимаемость жидкости. Величину утечек обычно определяют для средних температур, при которых работает муфта. Коэффициент полезного действия выразим также через некоторое среднее значение для исследуемой области работы гидромуфты.

При выводе уравнения движения будем рассматривать изменения нагрузки на валу сервомотора в пределах, при которых возникающее изменение давления меньше величины давления, необходимого для срабатывания ограничителя мощности или открытия предохранительных клапанов. При изменении нагрузки изменяется также скорость приводного электродвигателя и, следовательно, происходят колебания производительности гидронасоса.

Приводной электродвигатель выбирается с достаточно жесткой механической характеристикой и должен иметь некоторый запас по мощности. Поэтому для рассматриваемой области изменения давления можно с ошибкой, не превышающей 2—3%, принять скорость приводного электродвигателя постоянной и равной его скорости при номинальной мощности. При сделанном допущении производительность гидронасоса в единицу времени (секунду) будет равна

$$Q_н = k_н n_н x, \qquad \text{(XIII. 117)}$$

где $k_н$ — конструктивная постоянная насоса, определяющая его производительность за один оборот при единичном значении управляющего воздействия;

x — величина управляющего воздействия (величина эксцентрицитета или угла наклона диска);

$n_н$ — номинальная скорость приводного электродвигателя в об/сек.

Учитывая суммарные утечки в гидромуфте и сжимаемость жидкости, уравнение расхода жидкости в гидромуфте можно выразить следующим образом:

$$Q_н = Q_{см} + Q_{ут} + Q_{сж}, \qquad \text{(XIII. 118)}$$

где $Q_{см}$ — расход жидкости в сервомоторе в секунду;

$Q_{ут}$ — суммарные утечки жидкости в гидромуфте в секунду;

$Q_{сж}$ — изменение объема жидкости в результате сжатия в секунду.

Считая насос и сервомотор герметичными и заменяя все утечки в них эквивалентными утечками в трубопроводах, для секундного расхода жидкости в сервомоторе можем написать:

$$Q_{см} = k_{см} \frac{d\alpha_{см}}{dt}, \qquad \text{(XIII. 119)}$$

где $k_{см}$ — конструктивная постоянная сервомотора, определяющая расход жидкости за один оборот ротора;

$\frac{d\alpha_{см}}{dt}$ — скорость вала сервомотора.

Суммарные утечки жидкости в гидромуфте пропорциональны давлению жидкости и с достаточной для практики точностью могут быть выражены в виде

$$Q_{ут} = Lp, \qquad \text{(XIII. 120)}$$

где L — коэффициент утечек, выражающий суммарные утечки из полости высокого давления в секунду (в $см^3$ на 1 $кг/см^2$ давления);

p — рабочее давление жидкости (перепад давлений между полостями).

Коэффициент утечек L может быть определен из статических характеристик гидромуфты — внешних силовых характеристик или кривых объемного к. п. д. Будем считать этот коэффициент постоянной величиной, беря его среднее значение для предлагаемой области работы гидромуфты.

В суммарных объемных потерях доля утечек значительно больше, чем доля перетока. В переходном режиме высокое давление возникает как в полости нагнетания, так и в полости всасывания. Поэтому при расчете суммарных утечек по разности давлений могут возникнуть существенные ошибки, так как в переходном режиме утечки в полости всасывания достигают значительной величины. Выражение (XIII. 120) для переходного режима уточняют, вводя поправочный коэффициент a, который должен быть больше единицы:

$$Q_{ут} = a \cdot L \cdot p. \qquad \text{(XIII. 121)}$$

Изменение объема жидкости вследствие ее сжатия и деформации конструкции при изменении давления в процессе неустановившегося движения может быть выражено следующим образом:

$$Q_{сж} = \frac{v}{b} \cdot \frac{dp}{dt}, \qquad \text{(XIII. 122)}$$

где v — объем, заполняемый жидкостью под давлением;

b — упругая постоянная гидромуфты, зависящая от коэффициента сжимаемости жидкости и жесткости конструкции.

Результирующее изменение объема Q можно представить в виде

$$Q_{сж} = Q_p + Q_v, \qquad \text{(XIII. 123)}$$

где Q_p — расход жидкости вследствие ее сжатия;

Q_v — расход жидкости вследствие деформации конструкции.

Изменение количества жидкости, заполняющей неизменный объем, при изменении ее плотности под влиянием давления определим по формуле

$$Q_p = vc \cdot \frac{dp}{dt}, \qquad \text{(XIII. 124)}$$

где c — коэффициент, учитывающий изменение удельного веса жидкости.

Изменение количества жидкости, заполняющей объем, изменяющийся вследствие деформации конструкции, можно записать в виде

$$Q_v = \gamma c_1 \cdot \frac{dp}{dt}, \qquad \text{(XIII. 125)}$$

где γ — удельный вес жидкости;

c_1 — коэффициент, учитывающий жесткость конструкции.

Подставляя выражения для Q_p и Q_v в уравнение (XIII. 123), получим

$$Q_{сж} = (vc + \gamma c_1) \frac{dp}{dt}. \qquad \text{(XIII. 126)}$$

Сравнивая выражения (XIII. 122) и (XIII. 123), можем написать:

$$\frac{v}{b} = vc + \gamma c_1,$$

откуда

$$b = \frac{1}{c + \frac{\gamma c_1}{v}}. \qquad \text{(XIII. 127)}$$

Это выражение дает возможность определить упругую постоянную гидромуфты через известные величины, при условии, что давление вдоль трубопровода изменяется одновременно.

Подставляя в уравнение расхода жидкости полученные значения составляющих, получим

$$k_н n_н x = k_{см} \frac{d\alpha_{см}}{dt} + aLp + \frac{v}{b} \cdot \frac{dp}{dt}. \qquad \text{(XIII. 128)}$$

Теоретический крутящий момент на валу сервомотора определяется следующим образом:

$$M_{см} = k_{см} p. \qquad \text{(XIII. 129)}.$$

Крутящий момент, развиваемый сервомотором, используется для того, чтобы сообщить ускорение нагрузке и для преодоления статического момента нагрузки и момента потерь:

$$M_{см} = J \frac{d^2\alpha_{см}}{dt^2} + M_{ст} + M_{п},$$

где J — момент инерции нагрузки и ротора сервомотора (приведенные к валу):

$M_{ст}$ — момент нагрузки, приведенный к валу сервомотора;

$M_{п}$ — момент потерь.

Учитывая только динамический момент, необходимый для сообщения ускорения, получим

$$M_{см} = J \frac{d^2\alpha_{см}}{dt^2}, \qquad \text{(XIII. 130)}$$

или

$$k_{см} p = J \frac{d^2\alpha_{см}}{dt^2};$$

отсюда

$$p = \frac{J}{k_{см}} \cdot \frac{d^2\alpha_{см}}{dt^2}$$

и

$$\frac{dp}{dt} = \frac{J}{k_{см}} \cdot \frac{d^3\alpha_{см}}{dt^3}.$$

Подставляя полученные выражения для p и $\frac{dp}{dt}$ в уравнение (XIII. 128), получим

$$k_{н} n_{н} x = k_{см} \frac{d\alpha_{см}}{dt} + \frac{aLJ}{k_{м}} \cdot \frac{d^2\alpha_{см}}{dt^2} + \frac{vJ}{bk_{м}} \cdot \frac{d^3\alpha_{см}}{dt^3} \qquad \text{(XIII. 131)}$$

или

$$\frac{vJ}{bk_{см}^2} \cdot \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{aLJ}{k_{см}^2} \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{k_{н}}{k_{см}} \cdot n_{н} x. \qquad \text{(XIII. 132)}$$

Введем обозначения:

$$\frac{1}{\omega_v^2} = \frac{vJ}{bk_{см}^2} \text{ или } \omega_v = k_{см} \sqrt{\frac{b}{vJ}};$$

$$\frac{2\xi}{\omega_v} = \frac{aLJ}{k_{см}^2} \text{ и } k_v = \frac{k_{н}}{k_{см}} \cdot n_{н},$$

где ω_v — собственная частота незатухающих колебаний в рад/сек;

ξ — относительный коэффициент затухания, т. е. отношение между действительным и критическим затуханием;

k_v — коэффициент усиления по скорости в 1/сек.

Уравнение движения выходного вала гидромуфты примет вид

$$\frac{d^3\alpha_{см}}{dt^3} + 2\xi\omega_v \frac{d^2\alpha_{см}}{dt^2} + \omega_v^2 \cdot \frac{d\alpha_{см}}{dt} = k_v\omega_v^2 x \qquad \text{(XIII. 133)}$$

или

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} + 2\xi\omega_v \frac{d\omega}{dt} + \omega_v^2\omega = k_v\omega_v^2 x. \qquad \text{(XIII. 134)}$$

Уравнение (XIII. 133) устанавливает зависимость между углом поворота выходного вала $\alpha_{см}$ и величиной управляющего воздействия x, а уравнение (XIII. 134) — между скоростью выходного вала ω и величиной управляющего воздействия.

При нулевых начальных условиях передаточная функция гидромуфты имеет вид

$$K_0 W(s) = \frac{\alpha_{см}(s)}{x(s)} = \frac{k_v \cdot \omega_v^2}{s\left(s^2 + 2\xi\,\omega_v s + \omega_v^2\right)}. \qquad \text{(XIII. 135)}$$

Уравнение движения выходного вала гидромуфты относительно скорости этого вала соответствует уравнению колебательного звена.

3. ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Статические характеристики пневматических исполнительных элементов, с учетом отличия физических свойств рабочего агента, могут быть рассчитаны методами, аналогичными применяемым для определения характеристик гидравлических исполнительных элементов.

Пользуясь способом, изложенным выше, можно определить скоростную (статическую) характеристику $\frac{dm}{dt} = f(x)$ для пневматического исполнительного элемента. Пренебрегая нагрузкой, исходя из равенства расходов сжатого газа (воздуха) через усилитель и сервомотор, можно записать:

$$\alpha\gamma w_k = \gamma_0 w_{k0}\left(\frac{p}{p_0}\right)^{\frac{1}{k}} \sqrt{\frac{2}{k-1}\left[1 - \left(\frac{p}{p_0}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]}, \qquad \text{(XIII. 136)}$$

где p и γ — давление и удельный вес газа в сервомоторе;

p_0 и γ_0 — давление и удельный вес газа в полости питания;

w_k, w_{k0} — скорость звука в сервомоторе и источнике питания;

$\alpha = 0{,}58$ — коэффициент расхода при критическом истечении воздуха;

$k = 1{,}4$ — показатель расширения для воздуха при адиабатическом истечении.

Для случая движения сервомотора при нулевой перемычке струйного усилителя (или нулевом перекрытии золотника) получим

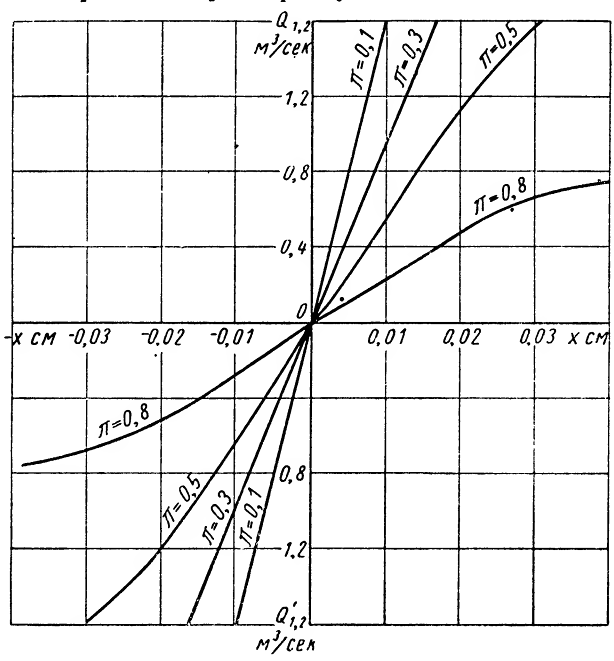
$$\frac{dm}{dt} = \frac{k_y}{F_m} x w_{k0}\left(\frac{2}{k-1}\right)^{\frac{1}{2}} \left\{\sqrt{1 - \pi_1^{\frac{k-1}{k}}} - \sqrt{1 - \pi_2^{\frac{k-1}{2}}}\right\}, \qquad \text{(XIII. 137)}$$

где x — перемещение усилителя;

$$\pi_1 = \frac{p_1}{p_0} \text{ и } \pi_2 = \frac{p_2}{p_a};$$

p_a — давление окружающей среды;
p_1 и p_2 — давления в сервомоторе;
$\frac{dm}{dt}$ — скорость сервомотора.

Выражение (XIII. 137) при известном значении k_y, т. е. при известных геометрических размерах усилителя, позволяет построить



Фиг. XIII. 21. Вспомогательный график для расчета скоростной характеристики пневматических исполнительных элементов:

$Q'_{1,2}$ — расходы воздуха в м³/сек для механизма с единичными размерами; x — перемещение усилителя (золотника) в см; $\pi = p_1/p_0$.

графическую зависимость $\frac{dm}{dt} = f(x)$ для различных значений Q_1 и Q_2. При этом используем равенство

$$\frac{dm}{dt} = \frac{1}{F_m}(Q_1 - Q_2).$$

Значения Q'_1 и Q'_2 для исполнительного элемента с единичными размерами представлены на фиг. XIII. 21. При пользовании этими кривыми для реального исполнительного механизма, следует полученные значения Q'_1 и Q'_2 пересчитывать пропорционально отношению $\frac{k_y}{F_m}x$.

Скоростная характеристика для лопаточного сервомотора определяется по формуле

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{2(Q_1 - Q_2)}{b\left(R_2^2 - R_1^2\right)}, \qquad \text{(XIII. 138)}$$

где φ — угол поворота лопатки;
R_1, R_2 — внутренний и внешний радиусы лопатки;
b — ширина лопатки.

Соответственно для поршневого сервомотора скоростную характеристику можно определить на основании уравнения

$$\frac{dm}{dt} = \frac{4}{\pi D^2}(Q_1 - Q_2),$$

где m — перемещение поршня;
D — диаметр поршня.

Скорость поршня (лопатки) пневматического исполнительного элемента для неустановившегося движения в общем виде представляет собой функцию ряда переменных:

$$\frac{dm}{dt} = \psi(p_0,\ p_1,\ \gamma_0,\ \gamma_1,\ x).$$

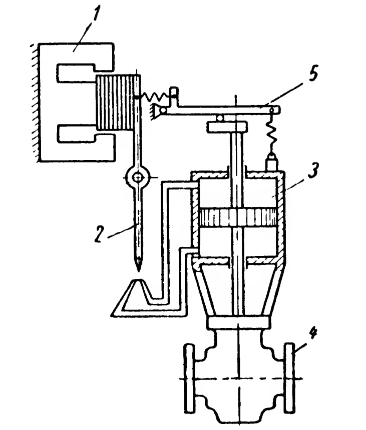
Ввиду того что функция является нелинейной, точное решение уравнения движения пневматического исполнительного элемента не всегда возможно.

Пренебрегая влиянием массы и нагрузки, для идеального исполнительного элемента и малых отклонений переменных можно записать уравнение движения поршня (лопатки) в линейной форме.

Введем обозначения:

m — перемещение поршня (лопатки);
V_0 — объем сервомотора;
F_c — площадь поршня (лопатки);
$Q_1 - Q_2$ — расход газа на входе и в полостях сервомотора;
G — весовое содержание газа в соответствующей полости;
x — перемещение усилителя;
$\varkappa$ — коэффициент пропорциональности;
w_1, w_2 — скорости газа на выходе усилителя и в полости сервомотора;
f — проходное сечение на выходе усилителя;
γ_1, γ_2 — удельный вес газа на выходе усилителя и в полости сервомотора;
p_1, p_2 — давление газа на выходе усилителя и в полости сервомотора;
k — показатель расширения;

$$\mu = \frac{\Delta m}{m_0}; \quad \sigma = \frac{\Delta x}{x_0}.$$

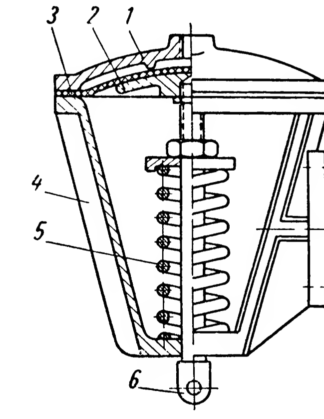


Фиг. XIII. 22. Схема пневматического исполнительного элемента с электромагнитным реле и струйным усилителем:

1 — электромагнитное реле; *2*—струйный усилитель; *3*—сервомотор; *4* — регулирующий орган, *5* — обратная связь.

Фиг. XIII. 23. Частотные характеристики пневматического исполнительного элемента:

L (ω) — амплитудно-частотная характеристика в децибелах, θ° — фазо-частотная характеристика в град., ω — частота в рад/сек.



Фиг. XIII. 24. Пневматический исполнительный элемент с мембранным сервомотором:

1 — крышка; *2* —диск; *3* — мембрана; *4* — корпус; *5* — пружина *6* — шток.

Для однокаскадного исполнительного элемента без обратной связи можно использовать следующие исходные уравнения:

$$\Delta Q_1 - \Delta Q_2 = \frac{dG}{dt};$$

$$\Delta Q_1 = \varkappa \Delta x;$$

$$\Delta Q_2 = \gamma F_c (\Delta \dot{m});$$

$$w_2 = w_1 \frac{f}{F_c} \left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2} \right);$$

$$pV = GRT;$$

$$\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2} \right)^k = \frac{p_1}{p_2}.$$

Представляя последнее соотношение в виде ряда и приняв $p_1 = \text{const}$, при достижении на выходе усилителя скорости звука, найдем для первых членов разложения

$$p_2 = p_1 \left(1 - k \frac{\Delta \gamma}{\gamma_1} \right).$$

После преобразований получим приближенное уравнение движения пневматического исполнительного элемента:

$$(T_1 s^2 + s)\,\mu = k\sigma. \qquad \text{(XIII. 139)}$$

Отсюда можно определить передаточную функцию исполнительного элемента:

$$KW(s) = \frac{k}{s\,(T_1 s + 1)}, \qquad \text{(XIII. 140)}$$

где

$$T_1 = \frac{V_0 p_{10} k w_{10} f}{F_c^2 \,(p_{20} + \gamma RT)}.$$

Экспериментальные частотные характеристики для системы, изображенной на фиг. XIII. 22, приведены на фиг. XIII. 23.

При высоких давлениях газа (воздуха) обычно применяются поршневые или лопаточные сервомоторы. При низких давлениях чаще применяют мембранные сервомоторы, осcбенно для больших перестановочных усилий и малых перемещений (фиг. XIII. 24), метод расчета которых аналогичен приведенному выше для поршневых сервомоторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматическое регулирование, сборник материалов конференции, ИЛ, 1954.

2. Башта Т. М., Самолетные гидравлические приводы и агрегаты, Оборонгиз, М. 1951.

3. Крассов И. М., Об одной схеме включения исполнительного механизма в гидросистему. Сборник работ по автоматике и электротехнике, АН СССР, М. 1956.

4. Лещенко В. А., К вопросу об истечении минерального масла через рабочие щели дроссельных золотников гидравлических следящих систем, «Станки и инструмент» № 3, 1952.

5. Хаймович Е. М., Гидроавтоматика копировальных станков, Гостехиздат Украины, Киев 1950.

6. Хохлов В. А., Мощность и коэффициент полезного действия гидравлических исполнительных механизмов с золотниковым управлением, «А и Т» № 6, 1955.

7. Челомей В. Н., О пневматических сервомеханизмах, «Известия АН СССР, ОТН» № 5, 1954.

8. Шегляев А. В., Регулирование паровых турбин, ОНТИ, 1938.

ГЛАВА XIV

СЕРВОМЕХАНИЗМЫ И ОЦЕНКА ИХ СВОЙСТВ

Чувствительные элементы, датчики, усилители, исполнительные элементы и корректирующие устройства являются теми основными элементами, на основе которых создаются следящие системы и регуляторы, представляющие собой в большинстве случаев замкнутые динамические устройства. Соединение отдельных элементов в такие замкнутые динамические устройства требует по характеру работы самостоятельного исследования их динамических и статических свойств. Особую важность приобретает отдельный анализ динамики сервомеханизмов как основных агрегатов систем автоматического регулирования, воспроизводящих на выходе заданный закон управления.

Сервомеханизмом называют сложное устройство, использующее для усиления энергию от постороннего источника и воспроизводящее с возможно меньшей ошибкой на выходе маломощные управляющие сигналы, поданные на его вход. Таким образом, сервомеханизм можно рассматривать как следящий привод, включенный в цепь регулирования и состоящий из усилителя, исполнительного элемента и обратных связей. Такой привод совершает работу по перестановке регулирующих органов, отрабатывая сигналы управления, поступающие на его вход от чувствительных элементов, датчиков или иных устройств, формирующих закон регулирования.

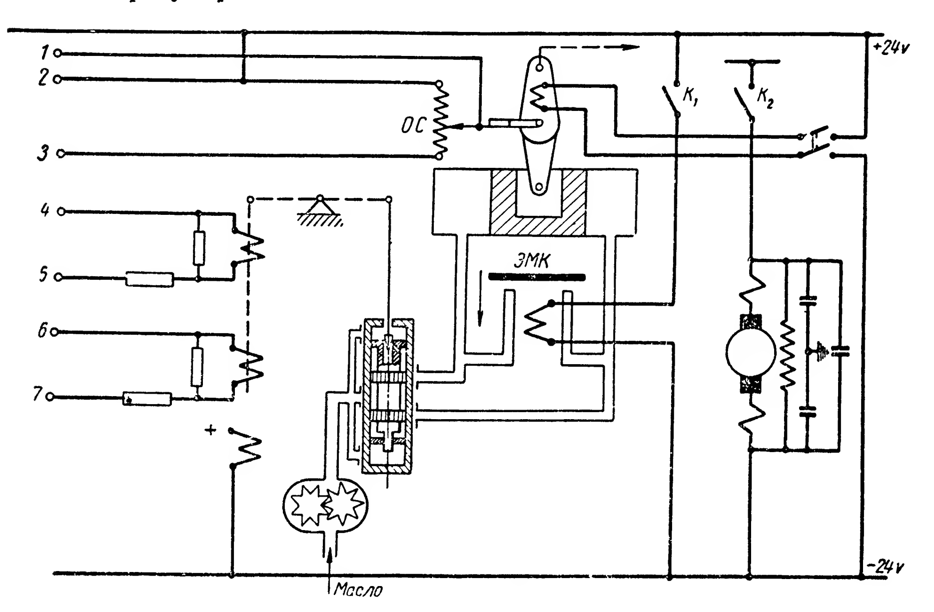
Излагаемый в данной главе материал посвящен укрупненной оценке статических и динамических свойств сервомеханизмов. Для оценки этих свойств используются внешние статические и динамические характеристики, которые могут быть получены как аналитически, так и экспериментально.

Для существующих типов сервомеханизмов сравнительную оценку их целесообразно проводить по показателям, определенным из экспериментальных характеристик.

Чтобы оценить свойства данного сервомеханизма, необходимо выяснить, в какой мере его динамические и статические характеристики удовлетворяют условиям устойчивости и заданному качеству процесса. регулирования в системе с объектом, а конструктивное выполнение — условиям эксплуатации. Для решения этого вопроса

следует выбрать ряд показателей, отражающих динамические свойства и конструктивное выполнение сервомеханизма, и сопоставить их с требованиями, предъявляемыми к нему со стороны объекта регулирования, возмущающих воздействий, приложенных к объекту или системе в целом, и условий эксплуатации.

Таким образом, требования, предъявляемые к данному сервомеханизму, формулируются на основе той задачи, которая возлагается на сервомеханизм при работе его в данной схеме автоматического регулирования.



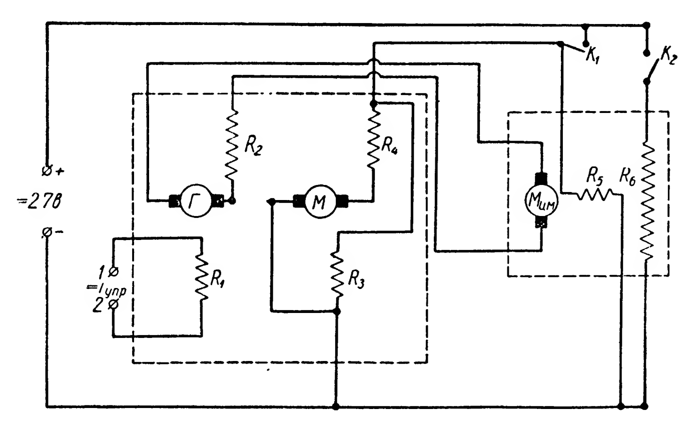
Фиг. XIV. 1. Принципиальная схема электрогидравлического сервомеханизма.

В качестве примера рассмотрим два сервомеханизма: электрогидравлический и электрический.

На фиг. XIV. 1 показана принципиальная схема сервомеханизма электрогидравлического типа. Входным элементом сервомеханизма является реле командного тока электромагнитного типа, имеющее две управляющие обмотки и одну обмотку подмагничивания, которая подключена к питающей сети. Реле командного тока управляет гидравлическим усилителем с двумя каскадами усиления. Перемещение золотника определяется движением иглы и происходит под действием неуравновешенных сил давления рабочей жидкости на его торцы. Золотник повторяет движение иглы, т. е. перемещается на ту же величину, что и игла, следя за ней. Исполнительный механизм поршневого типа двойного действия преобразует энергию потока рабочей жидкости в механическую энергию (угловая скорость поворота и момент) выходного вала сервомеханизма. Исполнительный механизм имеет

электрическую обратную связь — обмотку *ОС* с клеммами *1*, *2*, *3*. Источником питания его служит масляный шестеренчатый насос, приводимый во вращение электродвигателем постоянного тока со смешанным возбуждением. Электромагнитный клапан (*ЭМК*) служит для отключения исполнительного механизма от усилителя и источника питания.

При подаче командного сигнала на управляющие обмотки электромагнитного управляющего устройства, т. е. на клеммы *4*, *5*, *6* и *7*, происходит взаимодействие электромагнитных полей управления и подмагничивания. Якорь реле и соответственно игла и золотник



Фиг. XIV. 2. Принципиальная схема электрического сервомеханизма.

усилителя перемещаются. Если ключи K_1 и K_2 включены, то рабочая жидкость, подаваемая насосом, поступает через золотник в правую или левую полости исполнительного механизма в зависимости от полярности поступившего командного сигнала. Скорость поворота выходного вала сервомеханизма пропорциональна величине управляющего сигнала.

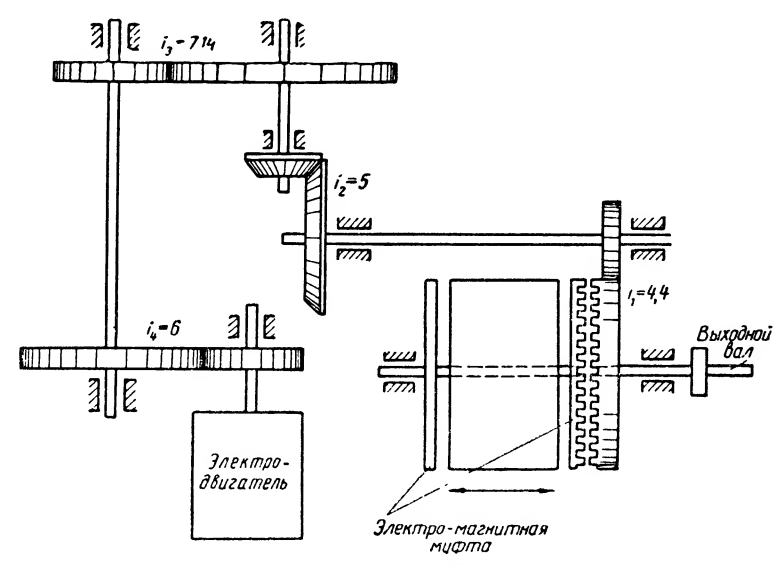
На фиг. XIV. 2 приведена принципиальная схема электрического сервомеханизма, а на фиг. XIV. 3 — кинематическая схема. Сервомеханизм состоит из мотор-генератора и исполнительного механизма. Мотор-генератор имеет электродвигатель *М* со смешанным возбуждением и генератор *Г* с независимым возбуждением. Исполнительным механизмом является электродвигатель $M_{им}$ с независимым возбуждением. Он имеет редуктор с общим передаточным числом 942 и электромагнитную муфту.

При включении ключа K_1 питающее напряжение 27 *в* постоянного тока подается на обмотку возбуждения электродвигателя $M_{им}$ исполнительного механизма и на электродвигатель *М* мотор-генератора.

Входным сигналом сервомеханизма является командный ток, подаваемый на клеммы *1* и *2* обмотки возбуждения генератора *Г*.

Возникающая при этом в якоре генератора э. д. с. поступает на обмотку якоря электродвигателя $M_{им}$ исполнительного механизма, и в результате взаимодействия электромагнитных полей обмотки возбуждения и обмотки якоря электродвигателя $M_{им}$, последний приходит в движение.

Замыканием ключа K_2 подается напряжение на обмотку электромагнитной муфты, которая, включаясь, соединяет через редуктор ось электродвигателя $M_{им}$ с выходной осью (см. фиг. XIV. 3).



Фиг. XIV 3. Кинематическая схема электрического сервомеханизма.

Таким образом, при включенной электромагнитной муфте мощность, развиваемая исполнительным механизмом, будет передаваться на выходной вал сервомеханизма. Характер движения выходного вала зависит от характера входного сигнала (командного тока), подаваемого на клеммы *1*, *2* обмотки возбуждения мотор-генератора.

Рассмотренные сервомеханизмы применяются в различных системах автоматического регулирования и управления.

1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ОЦЕНКИ СВОЙСТВ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Исходя из приведенных выше определений сервомеханизма и задач, возлагаемых на него, можно сформулировать в укрупненном виде требования, предъявляемые к сервомеханизму на основе заданных условий устойчивости, качества процесса регулирования системы автоматики и условий ее эксплуатации.

Требования к динамическим свойствам сервомеханизмов должны выявляться при рассмотрении работы их в замкнутой цепи регулирования, находящейся под воздействием возмущений как заданного вида, так и статистических.

Такая задача при нынешнем развитии теории регулирования вполне разрешима, если рассматривается линейная модель системы. В этом случае можно провести полный анализ динамики системы на устойчивость и качество регулирования, разделив цепь регулирования на объект, чувствительный элемент, преобразующие и корректирующие устройства и сервомеханизм, и, таким образом, выделить требования, относящиеся непосредственно к динамическим свойствам сервомеханизма.

Так как сервомеханизм должен не только совершать работу по перестановке регулирующего органа, но и обеспечивать перемещение его с возможно меньшими искажениями по сравнению с предписанной ему временной характеристикой, то выбор его динамических и статических характеристик не может быть произвольным и увязываться лишь с характеристиками регулирующего органа. Поэтому при проектировании сервомеханизма необходимо учесть определенную передаточную функцию его в соответствии с требованиями, предъявляемыми к нему со стороны объекта регулирования, возмущающих воздействий и условий эксплуатации.

Приведенные соображения лишь подтверждают ту мысль, что динамические свойства объекта регулирования и предъявляемые требования к качеству регулирования являются доминирующими условиями при формировании требований к сервомеханизму.

Если линейная теория позволяет рассмотреть все вопросы до конца, то этого нельзя сказать о нелинейной теории. Реальные устройства имеют обычно существенно нелинейные характеристики, которые могут значительно повлиять на формирование требований к сервомеханизму. Таким образом, сформулировать требования, предъявляемые к сервомеханизму, можно лишь приближенно. Последующее уточнение требований должно заключаться, с одной стороны, в рассмотрении поведения всей системы с учетом некоторых основных нелинейных характеристик, доступных анализу (расчетным путем или с помощью моделирующих установок), а с другой, — в рассмотрении динамики собственно намечаемой схемы сервомеханизма с более подробным учетом существенно нелинейных характеристик и в первую очередь типичных нелинейностей: зон нечувствительности, участков линейности и неоднозначности, участков насыщения.

Непосредственное рассмотрение динамики намечаемой схемы должно также помочь установить такой вид нелинейных характеристик (особенно зон насыщения и обратных связей) сервомеханизма, который способствовал бы получению высоких динамических качеств.

Из изложенного следует, что при современном состоянии развития нелинейной теории не представляется возможным выработать

такие показатели оценки сервомеханизмов, которые позволяли бы точно оценить требуемые качества нелинейных звеньев и нелинейных сервомеханизмов в целом. В связи с этим целесообразно выбрать и рассмотреть лишь такие основные показатели, которые позволили бы провести укрупненную оценку свойств данного сервомеханизма или укрупненную сравнительную оценку различных типов сервомеханизмов, предназначаемых для работы в одной и той же схеме с определенным объектом регулирования. В качестве таких основных показателей для укрупненной характеристики динамических и статических свойств сервомеханизмов могут быть приняты быстродействие и точность.

2. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ СЕРВОМЕХАНИЗМА

Быстродействием назовем величину, обратную времени перехода сервомеханизма из одного установившегося состояния в другое при подаче на вход его управляющего сигнала в виде ступенчатой функции времени. При этом за одно установившееся состояние можно принимать среднее положение сервомеханизма (или одно из крайних), а за другое — максимальное отклонение сервомеханизма (другое крайнее положение).

Если сервомеханизм имеет некоторый астатизм, то при максимальном значении управляющего сигнала он не будет иметь установившегося состояния, а дойдет до упора, совершив максимальный ход. Поэтому сервомеханизмы, не имеющие стопроцентного статизма. назовем сервомеханизмами с астатизмом и дополним определение быстродействия сервомеханизма указанием на степень астатизма. Например, сервомеханизм без обратной связи назовем астатическим. Это означает, что выходная координата сервомеханизма при любом значении входного сигнала не может иметь установившегося состояния.

Принимая за укрупненный показатель быстродействие, мы даем лишь оценку продолжительности переходного процесса, не рассматривая характер протекания его. В дальнейшем будет введен ряд дополнительных показателей, характеризующих переходный процесс сервомеханизма для уточнения оценки его динамических свойств.

Чтобы определить в какой мере этот показатель — быстродействие — характеризует возможность сервомеханизма обеспечить устойчивый процесс регулирования с заданным качеством, рассмотрим цепь регулирования, состоящую из объекта, чувствительного элемента и сервомеханизма.

Если предположить для простоты и наглядности рассуждений, что чувствительный элемент безынерционный и мгновенно передает сигнал на сервомеханизм и что сервомеханизм работает также как идеальный следящий элемент с определенным коэффициентом усиления, то устойчивость системы регулирования будет определяться только параметрами объекта, а качество — параметрами объекта, характером возмущающего воздействия и местом его приложения.

Всякий реальный объект регулирования имеет определенную полосу пропускания частот: имеется в виду амплитудно-частотная характеристика объекта при максимально допустимой амплитуде колебаний регулирующего органа — входного сигнала — для данного объекта или устройства. В связи с этим сервомеханизм, обладающий свойством в пределах лишь этой полосы пропускания частот передавать сигналы практически без искажения или с малым искажением по амплитуде и фазе, не повлияет на ухудшение устойчивости системы регулирования по сравнению с идеальным сервомеханизмом[1].

То же самое можно сказать и о качестве процесса регулирования, если возмущающее воздействие приложено к объекту регулирования. Если же возмущение прикладывается к сервомеханизму (например, через задатчик), то можно осуществить такой сервомеханизм, который при ограниченных скоростях изменения возмущающих воздействий также будет передавать сигналы практически без искажений.

Таким образом, для всякого реального объекта и реальных возмущений можно подобрать сервомеханизм с такой амплитудно-фазовой характеристикой, при которой динамика его будет практически мало влиять на устойчивость и качество регулирования всей системы. Для этого нужно, чтобы амплитудно-фазовая характеристика сервомеханизма в пределах полосы пропускания частот объекта мало отклонялась от действительной оси плоскости передаточной функции сервомеханизма, т. е. сервомеханизм должен лишь с малым отставанием следовать за синусоидальными возмущениями для частот, не превышающих частоту пропускания объекта регулирования. Возможность этого для статического сервомеханизма полностью зависит от его быстродействия.

Следовательно, зная частоту пропускания объекта (те же рассуждения можно провести и относительно возмущающих воздействий), можно приближенно (укрупненно) указать предельное быстродействие, требуемое от сервомеханизма, и предельную степень его астатизма.

Предельное быстродействие, диктуемое объектом регулирования, может быть взято в качестве базового требования для оценки динамических свойств сервомеханизма.

Сравнивая быстродействие данного реального сервомеханизма с предельным быстродействием можно укрупненно оценить его динамические свойства, а также указать, в какой мере они могут быть улучшены.

Задача сравнения динамических свойств различных сервомеханизмов более проста, чем оценка свойств конкретного сервомеханизма. Поэтому приведенные соображения остаются в силе и при ее решении.

---

[1] В нелинейных системах могут быть и иные явления, однако их можно отнести к особым случаям, и в данной книге не будем их рассматривать.

3. ТОЧНОСТЬ СЕРВОМЕХАНИЗМА

Точность работы сервомеханизма является наравне с быстродействием также основным показателем, необходимым как для оценки свойств сервомеханизма, так и для сравнительной оценки различных сервомеханизмов [1].

Точностью сервомеханизма называют величину, обратную ошибке установления системы в новое состояние равновесия. При этом для оценки следует исходить из максимально возможной ошибки установления.

Ошибка установления состоит из методической и инструментальной составляющих. Методическая ошибка может появляться в результате выбора принципа действия сервомеханизма. Например, наличие жесткой обратной связи приводит к появлению в сервомеханизме методической ошибки при отработке входного сигнала постоянной скорости. Показатель точности сервомеханизма позволяет дать лишь предварительную оценку свойств данного сервомеханизма или сравнительную оценку ряда сервомеханизмов, поскольку динамика всей системы регулирования (устойчивость и качество регулирования) может резко измениться при незначительном изменении этого показателя (например, появляются автоколебания) и зависит от причин, вызывающих появление ошибок установления (мертвый ход или трение, люфт и пр.). Поэтому следует выяснить, хотя бы приближенно, область значений таких параметров, как мертвый ход, люфт, трение и прочие, при которых система регулирования сохраняет устойчивость («в большом») и заданное качество регулирования. Затем на основе ряда дополнительных показателей можно уточнить оценку точности данного сервомеханизма. Для этого необходимо располагать статическими характеристиками сервомеханизма с отражением в них типичных зон и участков нелинейности.

В заключение следует отметить, что быстродействие и точность, являясь укрупненными показателями, позволяют дать лишь предварительную оценку динамических свойств сервомеханизмов. При известном навыке быстродействие и точность позволяют довольно полно оценить свойства сервомеханизмов с целью предварительного выбора схемы системы регулирования и ее элементов, не прибегая к углубленному исследованию динамических и статических характеристик. В дальнейшем оценка выбранных сервомеханизмов нуждается в уточнении с помощью дополнительных показателей, характеризующих переходные процессы и их статические свойства.

4. ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ОЦЕНКИ СВОЙСТВ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Вход сервомеханизма, выход его и сервомеханизм в целом совместно с источниками питания могут быть охарактеризованы рядом дополнительных показателей, определяющих более подробно ста-

[1] Можно было бы в качестве основных показателей рассматривать точность сервомеханизма в динамике и статике и ограничиться лишь этими показателями для укрупненной оценки. Однако быстродействие и статическая точность в более удобной форме позволяют охарактеризовать свойства сервомеханизмов.

тические и динамические свойства сервомеханизма, его энергетические возможности, весовые, конструктивные и технологические факторы [1]. Учитывая это, а также структуру сервомеханизма, рассматриваемого как в разомкнутом, так и в замкнутом состоянии (без обратных связей и с ними), дополнительные показатели можно разделить на несколько основных групп.

Исследование сервомеханизма в разомкнутом состоянии без дополнительных внутренних связей позволяет определить показатели сравнения и оценки, исключив влияние этих связей. Однако показатели сервомеханизма в замкнутом виде необходимы, так как для нелинейных сервомеханизмов трудно увязать характеристики в разомкнутом и замкнутом состояниях. Следовательно, для сервомеханизма с замкнутым контуром прежде всего нужно иметь характеристику обратной связи.

Рассмотрим каждую из основных групп показателей, учитывая, что отдельные показатели в некоторых случаях перекрывают друг друга, но освещают свойства сервомеханизма с различных сторон.

Энергетические показатели. Показатели этой группы позволяют судить об энергетических возможностях сервомеханизма при работе в установившемся режиме.

Управляющий элемент сервомеханизма как вход последнего могут характеризовать мощность управления и работа управления.

Мощность управления представляет собой мощность, которую требуется затратить в управляющем элементе при входном сигнале, обусловливающем движение сервомеханизма с отдачей максимальной выходной мощности.

Работа управления — работа, совершаемая в управляющем элементе при входном сигнале, соответствующем работе сервомеханизма с отдачей максимальной выходной мощности.

В механических, гидравлических, пневматических или смешанных (электрогидравлических и др.) сервомеханизмах работа управления затрачивается на перестановку подвижных деталей управляющих элементов, а в электрических сервомеханизмах — на изменение энергетического потенциала на выходе управляющих элементов.

Как мощность управления, так и работа управления являются требуемыми входными показателями сервомеханизма. Сопоставление этих показателей с располагаемыми выходными показателями чувствительных элементов (датчиков) позволяет увязать сервомеханизм с другими элементами систем автоматического регулирования или управления.

Энергетику выходных элементов сервомеханизма характеризуют: а) максимальная полезная мощность, б) номинальная нагрузка, в) максимальная нагрузка и г) работоспособность.

---

[1] В настоящей главе не рассматриваются эксплуатационные, экономические и другие факторы, которые в ряде случаев могут иметь большое значение.

Максимальная полезная мощность есть предел мощности, которую сервомеханизм, находящийся под нагрузкой, может развить на своем выходе.

Среди различных нагрузок, которые могут быть приложены к сервомеханизму, целесообразно выделить нагрузку, представляющую собой момент или усилие, при которых сервомеханизм работает с отдачей максимальной полезной мощности. Эту нагрузку назовем номинальной нагрузкой. Определение номинальной нагрузки играет большую роль, так как дополнительные показатели оценки и сравнения определяются для режима работы сервомеханизма с максимальной полезной мощностью (для оптимального режима).

Максимальная нагрузка — наибольшие момент или усилие (последнее — для сервомеханизмов поступательного движения), которые сервомеханизм вообще может преодолеть, работая не на оптимальном режиме [1].

В большинстве случаев применения и выбора сервомеханизмов необходимо также знать его работоспособность. Под последней понимается величина работы, которую способен совершить сервомеханизм при переходе под номинальной нагрузкой из своего среднего положения в крайнее.

Приведенные показатели являются располагаемыми выходными показателями сервомеханизма. Сопоставление их с требуемыми входными показателями объекта (регулирующего органа) аналогично сравнению выходных показателей чувствительного элемента автоматического регулятора с входными показателями сервомеханизма.

Если рассматривать сервомеханизм в целом вместе с источниками питания, то его энергетические возможности определяются коэффициентом усиления мощности и коэффициентом полезного действия.

Так как сервомеханизм является усилителем мощности и должен усиливать сигналы, поступающие на его вход (управляющий элемент), то требуемая мощность управления не должна превышать определенных пределов. Это оценивается коэффициентом усиления мощности. Последний представляет собой отношение

$$k = \frac{N}{N_y},$$

где N — максимальная полезная мощность;

N_y — мощность управления, соответствующая движению сервомеханизма с номинальной скоростью при номинальной нагрузке.

Коэффициент усиления мощности позволяет более полно оценить энергетические возможности различных сервомеханизмов, а также наглядно сопоставить сервомеханизмы разных групп.

Коэффициент полезного действия сервомеханизма понимается как отношение максимальной полезной мощ-

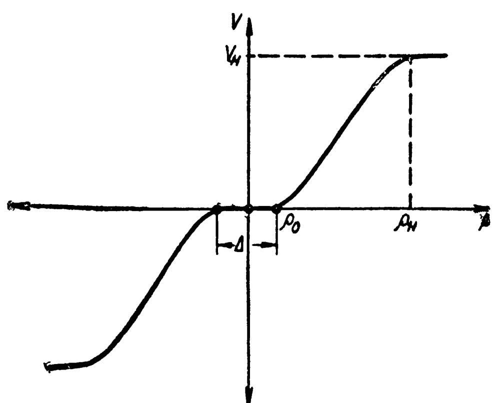
---

[1] При отсутствии ограничителей (например, предохранительного клапана).

ности, имеющейся на выходе сервомеханизма, к мощности, отбираемой от источника энергии при работе на этом режиме. Так как к. п. д. сервомеханизма определяется для режима работы с максимальной полезной мощностью, то его величина является наивысшей для данного типа сервомеханизма. В связи с этим большое значение приобретает вывод сервомеханизма на режим отдачи максимальной полезной мощности. Последнее можно осуществить экспериментально или аналитически, рассматривая схемы подключения сервомеханизмов к источникам питания.

Статические показатели. Эта группа показателей описывает работу сервомеханизма в установившихся режимах, давая представление о том, как в статике передает сервомеханизм управляющий сигнал от входа до выхода. К показателям этой группы относятся: а) вид статической характеристики, б) номинальная скорость перемещения, в) номинальный управляющий сигнал, г) зона нечувствительности.

Зависимость скорости перемещения сервомеханизма от управляющего сигнала является статической характеристикой сервомеханизма в разомкнутом виде.



Фиг. XIV. 4. Статическая характеристика электрогидравлического сервомеханизма.

Для быстрого следования регулирующего органа, переставляемого сервомеханизмом, за управляющим сигналом требуется определенная скорость перемещения сервомеханизма в соответствии со скоростью возмущения, а для точности установки регулирующего органа и меньшего запаздывания в реагировании на управляющий сигнал — меньшая нечувствительность сервомеханизма. Обе величины (скорость и нечувствительность) находятся по статической характеристике сервомеханизма. В качестве примера на фиг. XIV. 4 приведена статическая характеристика, типичная для электрогидравлического сервомеханизма, где обозначены ρ — управляющий сигнал, V — скорость перемещения сервомеханизма.

Каждой внешней нагрузке на сервомеханизм соответствует своя статическая характеристика и, следовательно, каждому сервомеханизму присуще семейство статических характеристик.

Номинальная скорость перемещения ($v_н$ на фиг. XIV. 4) является пределом скорости перемещения сервомеханизма при номинальной нагрузке.

Под номинальным управляющим сигналом подразумевается *величина его, соответствующая номинальной скорости перемещения сервомеханизма*. Так, например, величина $\rho_н$ является номинальным управляющим

сигналом для сервомеханизма, характеристика которого изображена на фиг. XIV. 4.

Зона нечувствительности — это зона, в пределах которой изменение управляющего сигнала не вызывает движения сервомеханизма (например, отрезок $\Delta = 2\rho_0$ на фиг. XIV. 4). Зона нечувствительности как фактор нелинейности сервомеханизма влияет на его динамическую и статическую ошибки, а также на устойчивость и качество процесса регулирования.

Динамические показатели Картину прохождения управляющего сигнала через составляющие сервомеханизм элементы в неустановившихся режимах, т. е. динамику сервомеханизма, позволяет представить и оценить ряд дополнительных динамических показателей. Часть из них характеризует переходные процессы в сервомеханизме или в его отдельных элементах при внешнем воздействии в виде единичного скачка, а другие показатели описывают вынужденные движения в сервомеханизме при синусоидальном характере изменения внешних воздействий.

Динамику управляющего элемента сервомеханизма в этом случае в основном характеризуют время срабатывания управляющего элемента и постоянная времени управляющего элемента.

Время срабатывания управляющего элемента представляет собой время перемещения подвижных деталей управляющего элемента из среднего положения в некоторое новое, соответствующее номинальному сигналу.

Постоянная времени, как показатель управляющего элемента, общеизвестна и не требует пояснений.

Кривая переходного процесса, полученная для сервомеханизма в целом при единичном скачке управляющего сигнала, позволяет оценить динамику сервомеханизма показателями, к которым относятся: а) время запаздывания, б) время установления номинальной скорости перемещения, в) заброс, г) время заброса, д) время срабатывания сервомеханизма, е) постоянная времени сервомеханизма.

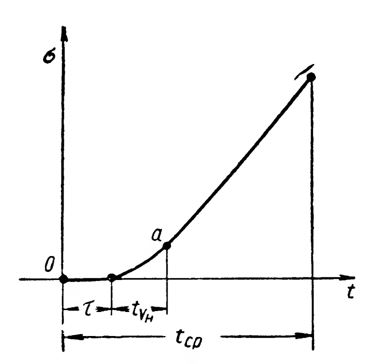
Примерная кривая переходного процесса при единичном скачке управляющего сигнала для электрогидравлического сервомеханизма астатического типа изображена на фиг. XIV. 5, где через t обозначено время, а через σ — перемещение сервомеханизма. По этой кривой время запаздывания — это *время между моментом подачи номинального управляющего сигнала и моментом начала движения сервомеханизма*. Оно обозначено через τ.

Время установления номинальной скорости перемещения — *время, отсчитываемое от момента начала движения сервомеханизма до момента, когда скорость перемещения сервомеханизма достигает наибольшего значения*. На фиг. XIV. 5 времени установления номинальной скорости перемещения соответствует время $t_{vн}$ (до точки a перегиба кривой переходного процесса). Время установления номинальной скорости перемещения характеризует инерционность сервомеханизма.

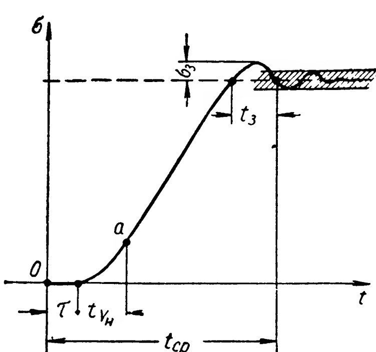
Для сервомеханизмов статического типа (например, с жесткой обратной связью, с нагрузкой, созданной пружиной) при единичном скачке управляющего сигнала возможен переходный процесс, изображенный на фиг. XIV. 6. В этом случае участок торможения сервомеханизма можно дополнительно характеризовать забросом и временем заброса.

Заброс представляет собой *наибольшее отклонение выходной координаты сервомеханизма от нового установившегося состояния* (величина $\sigma_з$ на фиг. XIV. 6).

Время заброса характеризует длительность процесса роста и спада заброса. На фиг. XIV. 6, например, временем заброса является время $t_з$.



Фиг. XIV. 5. Кривая переходного процесса сервомеханизма астатического типа.



Фиг. XIV. 6. Возможная форма кривой переходного процесса сервомеханизма статического типа.

Время срабатывания сервомеханизма является *временем, которое истекает с момента подачи номинального управляющего сигнала до момента перемещения подвижных деталей сервомеханизма из среднего в крайнее положение* (например, время t_{cp} на фиг. XIV. 5 и XIV. 6).

Время срабатывания сервомеханизма связывает между собой такие параметры сравнительной оценки, как работоспособность и полезную мощность. Оно определяет также динамическую ошибку сервомеханизма и влияет на устойчивость и качество процесса регулирования.

Если в точке перегиба кривой переходного процесса при единичном скачке управляющего сигнала (точка *a* на фиг. XIV. 5) провести касательную, то ее подкасательная определит постоянную времени сервомеханизма.

Большое значение для оценки динамических свойств и расчета сервомеханизма имеют частотные характеристики.

Под частотными характеристиками подразумеваются известные амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики, которые могут быть объединены в одну амплитудно-фазовую характеристику. Последняя, описывая вынуж-

денное движение сервомеханизма при подаче на вход его синусоидального управляющего сигнала, наиболее полно передает динамические свойства.

Сервомеханизм, как и любая реальная система, имеет нелинейности. Необходимость учета этих нелинейностей и грубая оценка их влияния на динамические свойства сервомеханизма (как физической системы) могут быть выявлены из ряда кривых переходного процесса и поля частотных характеристик, полученных в результате проведения серий экспериментов.

Рассматривая динамические показатели, необходимо отметить, что они находятся в тесной связи с другими показателями, иногда перекрывают последние. Однако динамические показатели освещают качество сервомеханизма более ярко, так как динамика является центральной частью исследования свойств любых физических систем.

Весовые показатели. Сервомеханизмы различных типов применяются не только на стационарных, но и на подвижных объектах регулирования и управления. В этом случае немалую роль играют дополнительные показатели, характеризующие по весу конструкцию сервомеханизма и источников питания. К таким показателям можно отнести: а) вес сервомеханизма, б) вес источника энергии.

Под весом сервомеханизма подразумевается его сухой вес без монтажных приспособлений и источников энергии.

Вес источника энергии включает веса всех устройств, составляющих блок питания. В этот же вес входит и вес коммуникаций (проводов, трубопроводов), соединяющих источник энергии с сервомеханизмом.

Одни собственные веса сервомеханизма и источника энергии не могут служить достаточной основой для сравнения разнообразных сервомеханизмов, так как при этом другие параметры сравнительной оценки могут резко отличаться друг от друга. Поэтому для сравнения целесообразно принять удельные величины: вес сервомеханизма с источником энергии на единицу полезной мощности и вес сервомеханизма с источником энергии на единицу работоспособности.

При этом вес сервомеханизма совместно с источником энергии, отнесенный к единице полезной мощности, будет равен

$$q_N = \frac{G}{N},$$

где G — вес сервомеханизма и источника энергии. Вес приходящийся на единицу работоспособности, будет равен

$$q_A = \frac{G}{A};$$

здесь A — работоспособность сервомеханизма.

Определение приведенных показателей оценки и сравнения неразрывно связано с необходимостью более полно использовать энергетические возможности сервомеханизма любого типа. При этом обя-

зательными являются высокие показатели сервомеханизма, оценивающие его статику и динамику.

Таким образом, экспериментальное определение приведенных показателей имеет свои особенности, которые заключаются в том, что нахождение показателей оценки и сравнения проводится для режима работы сервомеханизма с отдачей максимальной полезной мощности. Такому оптимальному режиму работы соответствует номинальная нагрузка (номинальные момент или усилие). Конкретные значения последних устанавливаются аналитически на основе анализа схемы включения сервомеханизма или экспериментально [1]. Лишь после вывода сервомеханизма на оптимальный режим рационально находить численные значения показателей оценки и сравнения, придерживаясь при этом определенной последовательности.

Вначале определяется статическая характеристика сервомеханизма, для чего снимается серия кривых $\sigma = \varphi(t)$ переходного процесса, соответствующих различным величинам скачка управляющего сигнала. На каждой кривой определяется наибольшее значение установившейся скорости перемещения сервомеханизма для данного управляющего сигнала, в результате чего возможно получить зависимость установившейся скорости перемещения сервомеханизма от управляющего сигнала, т. е. статическую характеристику. При определении статической характеристики находятся отдельно ее ветви, соответствующие движению сервомеханизма в обе стороны от среднего положения.

По полученной статической характеристике определяются значения номинальной скорости $v_н$ перемещения, номинального управляющего сигнала $\rho_н$ и сигнала ρ_0, очерчивающего зону нечувствительности. Если ветви кривой $v = f(\rho)$ несимметричные, то для каждой из них определяются свои величины $v_н$, $\rho_н$, ρ_0, и зона нечувствительности в этом случае будет равна сумме абсолютных значений ρ_0.

По кривой переходного процесса для $\rho = \rho_н$ определяются значения времени запаздывания τ, времени установления $t_{vн}$ номинальной скорости перемещения, заброса $\sigma_з$, времени заброса $t_з$, времени срабатывания $t_{ср}$ и постоянной времени сервомеханизма.

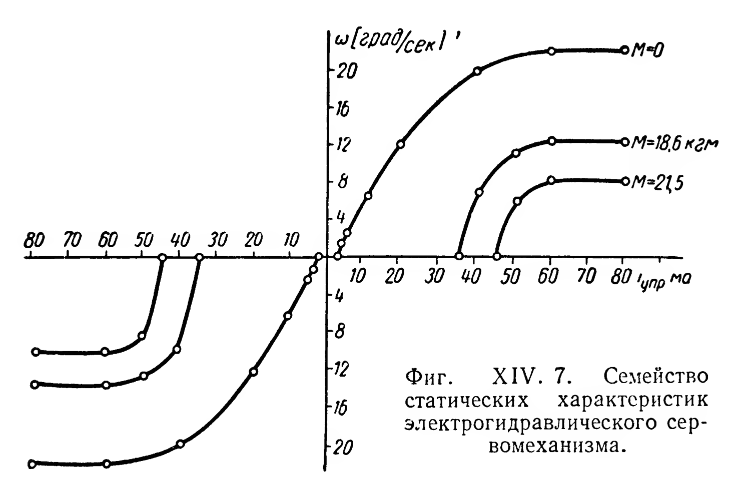
По значениям номинальной скорости перемещения и номинальной нагрузки подсчитывается максимальная полезная мощность N, а при известном характере изменения нагрузки по ходу сервомеханизма — работоспособность и максимальная нагрузка (момент или усилие). Затем снимается кривая переходного процесса $\rho = \psi(t)$ управляющего устройства для таких условий, когда установившееся значение управляющего сигнала равно его номинальному значению. По этой кривой определяются время срабатывания $t_{ср.у}$ управляющего элемента и его постоянная времени.

[1] Экспериментально номинальный момент или номинальное усилие находятся по семейству статических характеристик для различных нагрузок.

На основании принципа действия и конструкции управляющего элемента определяются работа управления A_y и мощность управления N_y, соответствующие номинальному управляющему сигналу.

По известным значениям N и N_y можно найти коэффициент усиления мощности.

Затем при номинальной нагрузке (если это затруднительно, то без нагрузки) определяется амплитудно-фазовая характеристика



Фиг. XIV. 7. Семейство статических характеристик электрогидравлического сервомеханизма.

путем подачи на вход сервомеханизма управляющего сигнала, изменяющегося по синусоиде с амплитудой, равной номинальному управляющему сигналу.

В последнюю очередь находятся дополнительные показатели, характеризующие сервомеханизм совместно с источником энергии. Для этого определяются (главным образом экспериментально) вес сервомеханизма и вес источника энергии. Располагая значениями этих весов, можно подсчитать относительные величины: q_N — вес сервомеханизма с источником энергии, приходящийся на единицу полезной мощности, и q_A — вес сервомеханизма с источником энергии, отнесенный на единицу работоспособности.

Коэффициент полезного действия η зависит от схемы подключения сервомеханизма к источникам питания и определяется по выражению

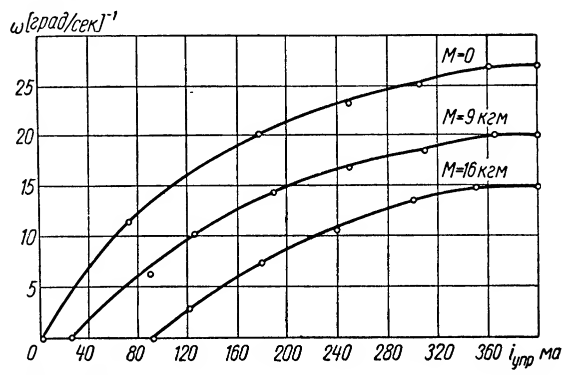
$$\eta = \frac{N}{N_u},$$

где N_u — мощность источника энергии, потребляемая сервомеханизмом при оптимальном режиме работы.

Проиллюстрируем рассмотренные показатели их конкретными значениями, например, для сервомеханизмов, показанных на фиг. XIV. 1 и XIV.2.

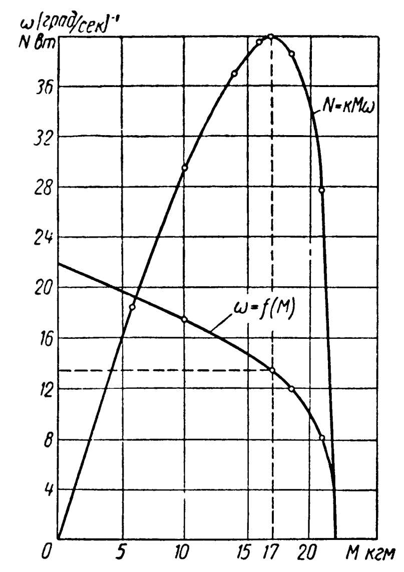
На фиг. XIV. 7 представлено семейство статических характеристик для электрогидравлического сервомеханизма, а на

фиг. XIV. 8 — аналогичное семейство для электрического сервомеханизма. Каждая статическая характеристика получена экспериментально для постоянного нагрузочного момента.

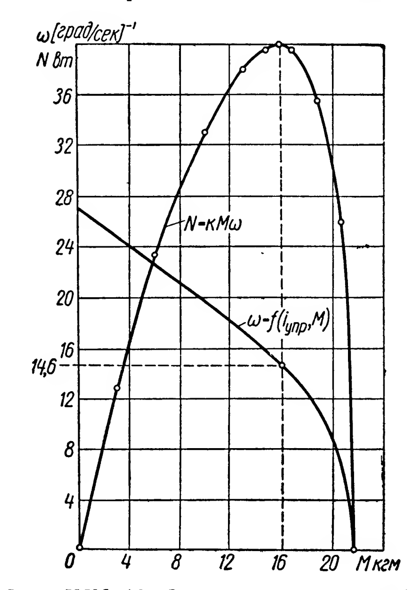


Фиг. XIV. 8. Семейство статических характеристик электрического сервомеханизма.

На основе статических характеристик можно построить так называемые нагрузочные характеристики, представляющие собой



Фиг. XIV. 9. Зависимость полезной мощности, отдаваемой электрогидравлическим сервомеханизмом, от нагрузки.



Фиг. XIV. 10. Зависимость полезной мощности, отдаваемой электрическим сервомеханизмом, от нагрузки.

зависимость полезной мощности, отдаваемой сервомеханизмом, от нагрузки на него. Эти характеристики изображены на фиг. XIV. 9 для электрогидравлического сервомеханизма, а на фиг. XIV. 10 — для электрического сервомеханизма.

Показатели оценки сервомеханизмов

Показатели	Электрогидравлический сервомеханизм (фиг. XIV. 1)	Электрический сервомеханизм (фиг. XIV. 2)
Мощность управления в *в*	0,09	10,3
Работа управления в *кгм*	—	—
Максимальная полезная мощность в *вт*	40,0	40,0
Нагрузка в *кгм*:		
номинальная	17,0	16,0
максимальная	22,0	22,0
Работоспособность в *кгм*	9,2	8,45
Коэффициент усиления мощности	444,4	3,89
Коэффициент полезного действия в %	16,7	13,8
Вид статической характеристики	(см. фиг. XIV. 7)	(см. фиг. XIV. 8)
Номинальная скорость перемещения в угловых градусах на секунду	13,4	14,6
Номинальный управляющий сигнал в *ма*	60,0	360,0
Зона нечувствительности в *ма*	±2,0*	±5,0 *
Время срабатывания управляющего элемента в сек.	0,01	0,03
Постоянная времени управляющего элемента в сек.	—	—
Время запаздывания в сек.	0,08 **	0,26 **
Время установления номинальной скорости перемещения в сек.	0,1 **	0,03 **
Заброс в *мм*	—	—
Время заброса в сек.	—	—
Время срабатывания сервомеханизма в сек.	1,3 **	1,37 **
Постоянная времени сервомеханизма в сек.	0,85 **	0,78 **
Частотные характеристики (фазовое запаздывание) в град.	70 при $f = 0{,}4$ *гц* ***	86 при $f = 1{,}0$ *гц* **
Вес в *кг*:		
сервомеханизма	10,5	7,7
источника энергии	34,5	6,2
Вес сервомеханизма с источником энергии на единицу полезной мощности в *кГ/вт*	1,125	0,347
Вес сервомеханизма с источником энергии на единицу работоспособности в *кг/кгм*	4,89	1,645

* При нагрузке, равной нулю.
** При нагрузке, изменяющейся пропорционально ходу.
*** Здесь f — частота, близкая к собственной частоте объекта регулирования.

При этом полезная мощность сервомеханизма определялась как произведение максимальной угловой скорости (при данной нагрузке) на величину постоянной нагрузки.

Показатели оценки обоих сервомеханизмов, полученные на основе обработки кривых переходного процесса для единичного скачка, кривых вынужденных колебаний при синусоидальном изменении управляющего сигнала и статических характеристик, даны в таблице. Все кривые и характеристики сняты при отключенных обратных связях.

Из таблицы видно, что рассмотренные сервомеханизмы близки друг к другу по некоторым своим свойствам и характеристикам, однако электрический сервомеханизм уступает по ряду показателей сервомеханизму электрогидравлического типа.

Следовательно, оценка качеств сервомеханизмов, так же как и их сравнительное сопоставление, получает свое практическое решение и технически осуществима на основе изложенных укрупненных и дополнительных показателей. Эти показатели оценки и сравнения позволяют более глубоко и тщательно изучить сервомеханизмы и наметить пути, по которым должна осуществляться разработка новых сервомеханизмов.

Кроме того, при рассмотрении статических и динамических свойств сервомеханизмов по их экспериментальным характеристикам создаются предпосылки для анализа всей системы атоматического управления или регулирования в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Калашников В. А., Крассов И. М., Петров В. В., Об оценке и сравнении сервомеханизмов, „Приборостроение" № 3, 1958.

2. Крассов И. М., О коэффициенте усиления гидравлических усилителей, Автоматизация химической промышленности, АН СССР, М. 1955.

3. Крассов И. М., Об одной схеме включения исполнительного механизма в гидросистему. Сб. статей по автоматике и электротехнике, АН СССР, М. 1956.

4. Попов Е. П., Динамика систем автоматического регулирования, Гостехтеоретиздат, М. — Л. 1954.

5. Петров В. В., Уланов Г. М., Основы автоматического регулирования, Теория, Машгиз, М. 1954.

6. Петров В. В., Уланов Г. М., Общность вибрационного, скользящего и оптимального режимов класса сервомеханизмов, «Доклады АН СССР», т. 2, 1957.

7. Солодовников В. В., Введение в статистическую динамику систем автоматического управления, Гостехтеоретиздат, М. — Л. 1952.

ЛИТЕРАТУРА[1]

(Русские и иностранные книги и статьи за 1954—1958 гг.)

1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

Книги, обзоры и статьи общего характера

Агейкин Д. И., Колосов С. П. и Удалов Н. П., Руководство по проектированию элементов автоматики, Оборонгиз, М., 1956, 100.

Альховская Т. Я. и Цыпленкова Ф. К., Построение элементов схем с непосредственной связью на плоскостных триодах для математических машин, «Приборостроение» № 7, 1957, с. 3—6, 10 илл., библиогр. 4 назв.

Бежанов Б. Н., Гидравлические и пневматические системы и перспективы их применения в машинах-автоматах и автоматических линиях, в кн. Теория и методы расчета и проектирования механизмов машин-автоматов и автоматических линий, АН СССР, М., 1957, с. 183—198, 4 илл.

Бежанов Б. Н., Пневматические механизмы, Машгиз, М. — Л., 1957, 252 с., 130 илл., библиогр. 30 назв.

Вопросы электроники в приборостроении, сб. статей под ред. И. П. Стапаненко, Машгиз, М., 1957, 104 с.

Залманзон Л. А., Некоторые соображения о создании пневматических экстремальных регуляторов, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 1, 1957, с. 87—91, 5 илл., библиогр. 7 назв.

Кривицкий Б. К., Импульсные схемы и устройства, «Сов. радио», М., 1955, с. 248.

Наджафов Э. М., Работы Института автоматики и телемеханики АН СССР по теории и расчету пневматических устройств автоматики, М. 1956, с. 37. ЦБТИ Мин-ва приборостроения и средств автоматизации СССР (Материалы совещания по приборам теплового контроля и автоматики специалистов Советского Союза и стран народной демократии).

Коломиец Б. Т., Фотосопротивления в фотоэлектрической автоматике, в сб. Автоматизация технологических процессов в машиностроении. Привод и управление машинами, АН СССР, М., 1956, с. 198—208.

Поляков З. С., Пневматическое средство автоматизации контроля, «Приборостроение» № 9, 1956, с. 8—10.

Сотсков Б. С., Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств, Госэнергоиздат, М. — Л., 1953, 544 с.

Шляндин В. М., Элементы автоматики и телемеханики, Оборонгиз, М., 1954, с. 464.

Элементы электроавтоматики и расчета самолетных электрических систем, сб. статей, Оборонгиз, М., 1957, 120 с.

Andreux P. Etude et specification des pieces detachees dans le cadre de la SOTIELEG au cours des dix derniers annes — «Cables et Transm.», vol. II, № 4, 1957, p. 284—287.

Circuit components «Electronics», vol. 30, № 10, Oct. 1957, p. 188—190.

---

[1] Перечень составлен канд. техн. наук А. В. Храмым.

Dummer G. W. A. Component development trend of design of electronic components used by the services «Wireless World», № 10, 1957, Oct., p. 482—485, I ill., Bibliogr. 7.

Electromechanical components «Electronics», 1957, vol. 30, № 2, 10, Oct. p. 193—194.

Electronic components handbook, N. Y., Mc Graw-Hill Book Co., Inc., 1957, 224 p., fig., tabl. Bibliorg.

Ferner V., Neue pneumatische bzw. hydraulische Elemente in der Mess- und Regelungstechnik, «Technik», 1954, № 6, S. 359 -365, 43 ill., № 7, S. 421—427, 73 ill.

Goeckel W. C., Hydraulic systems and electrical control for automation, «Machinery», N. Y., 1955, vol. 61, № 7, March p. 157—161, 7 ill.

Heath H. F., Component development, «Trans. IRE», 1956, vol. EC-5, № 4, p. 224—227.

Johnson C. L., Analog computer techniques, N. Y., Mc Graw-Hill Book Co., Inc., 1956, 264 p., ill., tabl., Bibliogr.

Neue Geräte und Bauelemente für die Steuer- und Rechentechnik, «Microtechnik», 1956, № 5, S. 254—255.

New component expands control potential, «Automat. Control», 1955, vol. 3, № 6, p. 29—30.

Nightingale I. M., Hydraulic servocomponents, «Mach. Design», vol. 28, № 26, 27 Dec. 1956, p. 73—76, 4 ill., Bibliography 13.

Panel components, «Electronics», vol. 30, № 10, Oct. 1957, p. 195.

Proceedings 1956 electronic components symposium. Washington 1, 2, 3, May 1956, N. Y., Engng Publ., 1956, 240 p. ill., tabl., Bibliogr.

Reid L., Electronic and mechanical modular design, «Mach. Design», vol. 26, № 3, March 1954, p. 151—152.

Ryder J D., Engineering electronics with industrial application and control, N. Y., Mc Graw-Hill Book Comp. Inc., 1957, 665 p., bill., tabl., Bibliogr.

Shearer J. L., Study of pneumatic processes in the continuous control of motion with compressed air, «Trans. ASME», vol. 78, № 2, 1956, p. 233—242, 243—249.

Stephens W. T., Hydraulic system components, «Mach. Design», 1956, vol. 28, № 4, 1956, p. 108—115, 9 ill.

2. ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ДАТЧИКИ

Абдуллаев А. А., Пневматический сигнум-датчик, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 8, 1956, с. 75—79.

Авнерс Я. Е. и Гончарский Л. А., Электронный датчик ускорений, «Приборостроение», № 5, 1957, с. 29—30, 3 илл.

Агеев М. Д., Приближенная теория магнитомодуляционных датчиков, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 8, 1956, с. 746—758, 15 илл.

Арефьев Б. А., Осесимметричный чувствительный элемент манометрических приборов, Труды Ленингр. ин-та авиац. приборостр., вып. 24, 1957, с. 3—14, 5 илл., 1 табл., библиогр. 7 назв.

Байков А. А. и Гончарский Л. А., Газоразрядный датчик, «Приборостроение» № 4, 1956, с. 31, 3 илл.

Берклайд И. М., Построение измерительных блоков автоматических контрольных устройств, М., ВПТИ, 1956, с. 78.

Биркс Дж., Сцинтилляционные счетчики, ИЛ, М., 1955, 150 стр.

Бирюков А. А., Бесконтактные датчики импульсов для промышленной автоматики, М., 1957, 20 с. (ЦБТИ Мин-ва тракторн. и с.-х. машиностр.).

Боркунский И. Х., Акселерометр с проволочными датчиками сопротивления, М., 1956, 9 с., илл. 5 (АН СССР, ИТЭИН, Приборы и стенды).

Браславский Д. А., Точность и физическая взаимозаменяемость чувствительных элементов, Труды Моск. авиац. технол. ин-та, вып. 27, Оборонгиз, 1956, с. 28—56.

Волков В. В. и Карпов Е. Ф., Разработка принципов построения датчиков метана для шахт, опасных по газу, реферат, М. 1957, 30 с., 10 илл., 1 табл. (АН СССР, Ин-т горн. дела).

Вотлохин Б. З., Электронный прибор постоянного тока с дифференциально-трансформаторными датчиками, «Приборостроение» № 2, 1957, с. 22—23.

Гораздовский Т. Я., Пневматический датчик для точных измерений в широком интервале линейных размеров, «Измерит. техника», № 3, 1957, с. 22—23.

Грислис В. Я., Датчик терморегулятора с добавочным импульсом, «Известия АН Латв. ССР», № 6, 1955, с. 105—110, 7 илл., библиогр. 4 назв.

Даревский С. Г., Датчики температуры газового потока большой скорости, «Доклады АН СССР», т. 107, № 3, 1956, с. 373—376, 4 илл.

Датчик-свеча, «Автомоб. и тракторн. пром-сть» № 12, 1954, с. 14—15, 3 илл., библиогр. 2 назв.

Декабрун Л. Л., Регенеративные измерительные датчики, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 12, 1956, с. 1114—1122, 12 илл., библиогр. 9 назв.

Драудин А. Т., Работа электроконтактных датчиков для контроля погрешностей формы, «Заводская лаборатория» № 3, 1954, с. 343—347, 8 илл.

Закусило В. И., Новая конструкция контактного датчика для электрокопировальных устройств, «Станки и инструмент» № 5, 1957, с. 35—36.

Коршунов Н. С. и Хацкевич М. В., Расходомер с радиоактивным датчиком, «Атомная энергия», т. 3, № 9, 1957, с. 250—252, 4 илл., библиогр. 4 назв.

Коченов М. И. и Хаскин И. Е., Электроконтактный измерительный датчик с двумя плавающими контактами, «Измерительная техника» № 5, 1956, с. 18—20, 3 илл.

Кублановский Л. Б., Элементы теории и расчета датчиков сопротивления и индуктивности, в кн. «Автоматизация и телемеханизация добычи нефти», Гостоптехиздат, М., 1958, с. 72—93, 16 илл.

Кулебакин В. С. и Доманицкий С. М., Регулирование скорости вращения трехфазных асинхронных двигателей с использованием мостового датчика, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 2, 1957, с. 137—144, 10 илл., библиогр. 4 назв.

Левин Л. С., Измерение магнитострикции с помощью проволочного датчика, закрепленного на концах базы, «Измерительная техника», № 5, 1956, с. 22—24, 2 илл., библиогр. 4 назв.

Наумовец А. С., Датчик влажности воздуха с влагочувствительной пленкой, М. 1957, 15 с. (Фил. ВИНИТИ АН СССР и Гостехника СССР, Передовой научно-техн. и произв. опыт, тема № 34, № п-57 — 13/3).

Нечаев Г. К., Термосопротивление как датчик температуры в схеме с логометром, «Электричество» 1956, № 12, с. 52 —55, библиогр. 5 назв.

Озол В. Я. и Зубрович В. С., Бесконтактный пневмогидравлический датчик, «Машиностроитель» № 9, 1957, с. 30—31.

Окулов П. В., К вопросу о выборе параметров магнитострикционных датчиков, Изв. Киевск. политехн. ин-та, т. 17, 1956, с. 7—18, 18 илл.

Основные типы электрических параметрических датчиков, в кн. «Справочник машиностроителя», Машгиз, М., т. 1, 1956, с. 417.

Пневмоэлектроконтактный дифференциальный датчик для многодиапазонной рассортировки, «Вестн. техн. информ. Мин-ва станкостр. и инструм. пром-сти СССР» № 3, 1957, с. 49—50.

Попов И. А., Теория кольцевого детектора при работе на активную нагрузку, зашунтированную емкостью, «Автоматика и телемеханика», т. 16, № 1, 1955, с. 96—110.

Пульер Ю. М., Индукционные линейные потенциометры, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 7, 1956, с. 620—636, 12 илл.

Садовский А. С., Индуктивный датчик повышенной чувствительности для регистрации линейных и угловых перемещений, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 9, 1957, с. 801—813, 15 илл., 1 табл., библиогр. 4 назв.

Садовский А. С., Проходной индуктивный датчик, «Автоматика и телемеханика», т. 15, № 6, 1954, с. 510—520.

Скацкий В. И., Электромеханический акселерограф с пьезокварцевым датчиком, «Изв. АН СССР, сер. геофиз» № 5, 1956, с. 562—568, 7 илл., библиогр. 6 назв.

Славинский Г. Н., Измерительная станция с магнитным усилением для тензодатчиков сопротивления, «Заводская лаборатория», т. 21, № 11, 1955, с. 1382—1384.

Стаматин Д. М., Ртутный датчик для автоматического управления откачкой нефти, «Промышл. энергетика» № 6, 1957, с. 9—10.

Т у м а р к и н М. Б., Выбор параметров пневматических датчиков следящих систем, «Вестн. машиностроения» № 12, 1955, с. 3—7, 8 илл.

Т у р и ч и н А. М. и Н о в и ц к и й П. В., Проволочные преобразователи и их техническое применение, Госэнергоиздат, М. — Л., 1957, 171 с.

Ф е т и с о в М. М., Использование индуктивных преобразователей для измерения нестационарных давлений. Тр. Ленингр. политехн. ин-та, 1955, № 176, с. 214—227.

Ф р и н л я н д е р Г. О., С е л е з н е в В. П., Датчики скорости для навигационных автоматов. В кн.: Пилотажн., манометр. приборы, компасы и автоштурманы, М., Оборонгиз, 1953, с. 256—267, илл.

Х а з а н А. Д., Пневмоэлектрический датчик и пневмоэлектрическое измерительное устройство. В кн.: Новые средства измерения в машиностроении. Сб. работ Студ. научн. об-ва, М., Машгиз, 1954, с. 11—17, 13 илл. (Моск. станко-инструм. ин-т).

Х и ж н я к Ф. Д., Бесконтактный емкостный датчик для автоматизации технологических линий, «Новое в тяжелом машиностроении» № 4, 1957, с. 19—21, 3 илл.

Ч а м а н В. С., О применении индуктивных датчиков в мостах с нулевым уравновешиванием, «Измерит. техн.» № 6, 1956, с. 34—37, 3 илл.

Ч а м а н В. С., Одноконтактный датчик размерной сортировки деталей, «Станки и инструмент» № 3, 1957, с. 27—29, 4 илл.

Ч у д о в В. А., Точностные испытания электроконтактных датчиков. «Станки и инструмент», № 6, 1956, с. 30—32, 3 илл., библиогр. 2 назв.

Ч у д о в В. А., Электроконтактные датчики, «Станки и инструмент» № 5, 1956, с. 32—37, 10 илл., библиогр. 2 назв.

Ш е р е м е т ь е в В. А., Метод определения положения ротора синхронного генератора датчиком фазы, Львов 1957, 15 с. (Ин-т машиновед. и автоматики АН УССР).

Э р г а р д т Н. Н., Исследование платинородий-платиновых термопар из материалов повышенной чистоты, «Измерит. техника» № 2, 1956, с. 20—23.

Acceleration pickup model 2216, «Instrum. and Automat»., vol. 30, № 4, Apr. 1957, p. 723.

Acceleration pickup 11 000 series, «Instrum. and Automat», vol. 30, № 4, Apr. 1957, p. 723.

A l l e n L. W., Design and application of a peak voltage detector to industrial control systems, «Appl. and Industry», № 18, 1957, p. 123—128, 7 ill., I tabl. Bibliogr. 5.

Alternating current photoelectric angular error sensor, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 18, № 8, Aug. 1957, p. 658—659.

Barium titanate accelerometers and strain gauges, «Engineer», vol. 201, № 5280, Apr. 20, 1956, p. 382—383, «Automobile Engr», vol. 46, № 4, Apr. 1956, p. 160; «Metallurgia», vol. 54, № 321, July 1956, p. 1120—1127.

Barium titanate transducers, «J. Scient. Instrum.», vol. 33, № 7, July 1956, p. 287.

B e l l R. E., Electric transducers for automatic weighing, «Electr. Engng.», vol. 74, № 10 Oct. 1955, № 926—928.

B e r l i n c o u r t D., Recent developments in ferroelectric transducer materials, Proc. Nat. Electronics Conference, Vol. 11, Chicago, Nat. Electron. Conf., Inc., 1956, p. 777—785, 8 ill., 2 tabl., Bibliogr. 7.

B r a c e w e l l R. N., New transducer diagram, «Proc. IRE», vol. 42, № 10, Oct. 1954, p. 1519—1521.

B r ü e l P e r V., Moderne Beschleunigungsgeber, «Akustische Beihefte», № 1, 1956, S. 207—211, 15 ill.

C o n k i l n R. M. and M o r g a n H. M., Transducers for measuring displacement velocity or acceleration, «Product Engng.», vol. 25, № 12, Dec. 1954, p. 158—162.

Cypak-Sustems. Neue Elemente für die Steuertechnik, «Regelungstechnik», Jg. 4, H. 6, 1956, S. 150.

D i e s t e l H. G., Messungen an elektromechanischen Wandlern, «Acustica», vol. 6, № 4, 1956, S. 357—360, 9 ill., Bibliogr. 5.

D o b e l l i A. C., Piezoelectric transducers, «Acustica», vol. 6, № 4, 1956, p. 346—356, II ill., 5 tabl.

Electronic indicator for turbine rotor position, «Machinery L.», vol. 90, Jan. 25, 1957, p. 209.

D r a n e t z A. I., Design and operating characteristics of electromechanical transducers, «Mach. Design», vol. 30, Jan. 8, 1958, p. 120—122, I tabl.
Fosdic-sensing device for computers, «Tele Tech and Electronic Industries», vol. 13, № 2, Febr. 1954, p. 78—79, «Radio Electron. Engng», May 1954, p. 20—43.
F r y F. J., D u n n F. and F r y W., Design of large variable resonant frequency transducers, «J., Acoustic. Soc. America», vol. 27, № 3, May 1955, p. 570—575.
G r e y J., Pressure transducers, «Product Engng»., vol. 25, № 1, Jan. 1954, p. 174—179.
G u p t i l l e E. C. and M c C a r t y C. W., Angular position a. c. electromotive-force transducer and its application in nulltype recorders, «Trans. Amer? Inst. Electr. Engrs», vol. 74, Pt. 1, 1955, p. 610—613.
H a b i g e r, Elektronischer Zeitgeber mit zwei unabhänging voneinander einstellbaren Bereichen, «Nachrichtentechnik», Bd. 5, № 9, 1955, S. 63.
H a r d y H. C., A vibration pickup utilizing a dopper modulation ultrasonic beam, Proc. Nat. Electronics Conference. vol. 11. — Chicago, Nat. Electronics, Conf. — Inc., 1956, p. 476—480, 7 ill.
H o c h s c h i l d E. F., Dynamic study of an experimental pneumatic process-pressure transmitter, «Trans. Amer. Inst. Electr. Eng.», vol. 80, № 2, Febr. 1958, p. 497—504, 19, ill., Bibliogr. 10.
H o v e r R. M., High power operation of a magnetostrictive transducer. — J. Acoust. Soc. America, vol. 28, № 2, March 1956, p. 291—296, 7 ill.
J o h n s o n D L., Load-cell force transducers, «J. Brit. Instn. Radio. Engrs.», vol. 14, № 12, Dec. 1954, p. 613—620.
J o n h s o n H. A., A multi-channel transducer for magnetic recording, «IRE Conv. Rec., Pt. 7, p. 130—134, vol. 5, 1957, 8 ill.
J o s e p h H. M. and N e w m a n N., Eddy-current mutual-inductance transducers with high-conductivity reference plates, «Trans. Amer. Inst. Electric. Engrs.», vol. 74, Pt. 1, 1955, (Communication and Electronics № 17), p. 39—49.
K a l m u s H. P., Capacitive transducer has low impedance, «Electronics», vol. 28, № 6, June 1955, p. 161—163.
K r e t z s c h m e r F., Pneumatische Steuergeräte, «Regelungstechnik», Bd. 4, № 5, 1956, s. 123—126.
K u d e r M. L., Broadband, low level error voltage detector, «Rev. Scient. Instum.», vol 25, № 5, May 1954, p. 464—468.
L i o n K S., Mechanic-electric transducer, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 27, Apr. 1956, p. 222—225.
M a a s G., Situation actuelle des techniques de mesures par jauges a variatation der esistance, «Mesures et Contrôle Industr »., № 235, Dec. 1956, p. 865—872, 23 ill., I tabl.
M a n z o t t i M., Mechanical-electrical transducer of simple design. — «J. Scient. Instrum.», vol. 33, № 8, Aug. 1956, p. 314—315.
M e n a g e r P. Les transmetteurs pneumatiques, «Mesures et Contrôle Industr.», № 227, Apr. 1956, An. 21, p. 255—257, 4 ill.
M i n t e r C. C., New type displacement transducer, «J. Instrum. Soc. America», vol. 3, № 1, Jan. 1956, p. 21—22.
New barium titanate transducers G. E. C. Accelerometers and strain gauges for vibration testings, «Automobile Engr.», vol. 46, № 4, Apr. 1956, p. 160.
P e t e r m a n n L. A., Producing motion with magnetostrictive and piezoelectric transducers, «Elec. Mfg», vol. 56, № 6, Dec. 1955, p. 99—102.
P o p i r n o R. and G e r a r d G., Dynamic deflection transducer utilizing photoconductive sensors, «Rev. Scient. Instrum.», vol. 26, № 10, Oct. 1955, p. 968—969.
Programmzeit-Geber, «Elektro-Technik»., Bd. 11, № 11, 1956.
R e i n o l d L. O., Machine-control gauging, «Machinery L.», vol. 90, № 2308, Febr. 1957, p. 299—303 2 ill.
R e i s G. E., Surface temperature transducer systems, «Automatic Control», vol. 7, № 1, July 1957, p. 32—37, 5 ill.
Remote indication by electromagnetic transducers in atomic factories, «Engineer», vol. 199, № 5179, Apr. 1955, p. 594—595.
R o b e y D. H., Variable resonant transducer, «J. Acoust. Soc. America», vol. 27, № 4, July 1956, p. 700—704.

S a i l e r O. W., Miniaturization of transducers for mobile applications, «I. Jnstrum. Soc. America», vol. 2, № 3, March 1955, p. 81—85.

S h a k e l J., Energy relations in multiterminal transducers, «Trans. IRE», vol. ET-2, № 3, Sept. 1955, p. 268—271.

S i m p s o n H. W., Method of comparing transducers for instrumentation application, «J. Instrum. Soc. America», vol. 2, № 7, July 1955, p. 251—254.

Thermistors in low frequency control circuits, «Electr. Times», vol. 128, № 3344, 1955, p. 874.

T h o m s o n J , Instrument transducers, «J. Scient. Instrum.», vol. 34, № 6, June 1957, p. 217—221.

Transducer of magnetic reluctance type, «Prod. Engng.», vol. 27, № 2, 1956, p. 230.

W h y m a r k R. R., Magnetostrictive transducers with mechanical loads, «Acustica», vol. 6, № 3, 1956, p. 277—287, 16 ill., 2 tabl., Bibliogr. 6.

3. МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

B a r b e r B. T., Servomodulators, Electromechanical, electronic and semiconductor diode units, «Control Engng», vol. 4, № 10, 1957, p. 96—104.

B a r b e r B. T. and K l i v a n s L. S., Servomodulators, «Control Engng», vol. 4, № 11, 1957, p. 122—131.

B l a n y e r C. G., Precision modulators and demodulators, «J. Assoc. Comput. Machinery», vol. 2, № 4, Oct. 1955, p. 229—242.

E l s n e r R. und P u n g s L., Der magnetische Ringmodulator und Demodulator, «Nachrichtentechn. Z.», Bd. 10, № 9, 1957, S. 436—438.

J o h a n s o n N. L., Demodulator-limiter for control system signals, «Electronics», vol. 30, № 9, Sept. 1957, p. 155.

K l e t s k y E. J., Design criteria for low-level second harmonic magnetic modulators, «Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 11, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 890—906, 9 ill., 2 talb., Bibliogr. 10.

K l i v a n t s L. S., Servomodulators, «Control Engnng.», vol. 4, № 12, 1957, p. 96—101.

M a r k R. B., J o h n s o n W. X. and J o h a n n e s s e n P. R., Magnetically keyed phase-sensitive demodulators, «Commun. and Electronics», № 29, March 1957, p. 1—6.

S u t c l i f f e H., A transistor demodulator, «Electronic Engng», vol. 29, March 1957, p. 140—141.

4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

а. Общие вопросы

К а р а н д е е в К. Б. и С о к о л о в с к и й Е. П., Обратная связь в усилителях с электромеханическим преобразователем, Научные записки Ин-та машиноведения и автоматики АН Укр. ССР, т. 5, вып. 4, 1955, с. 64—82.

К р и з е С., Регулировка в усилителях, «Радио» № 3, 1954, с. 51—53, 9 илл.

М а р г о л и н М. Г., Ламповый усилитель мощности (Анализ и расчет), Госэнергоиздат, М. — Л., 1957, 110 с. илл., табл., библиогр. 15 назв.

Р и з к и н А. А., Основы теории усилительных схем, изд. 2-е, «Советское радио», М., 1954, 438 с., библиогр. 57 назв.

B r a n d t J. F., How to select and use industrial magnifiers, «Instrum. and Automat», vol. 30, № 11, Nov. 1957, p. 2076—2079, 6 ill., 1 tabl.

C u t t e r i d g e O. P. D., Multiloop feedback amplifiers, «Wireless Engr»., vol. 31, № 11, Nov. 1954, p. 293—294, 1 ill.

M i l l e r J. T., Control Handbook. Section 3: Amplifiers, «Instrum. Practice», vol. 9, № 3, 1955, p. 246—251.

б. Гидравлические и пневматические усилители

Г у с е в Н. Ф. и Ч е р т к о в З. И., Условие статической устойчивости гидравлического электромагнитного усилителя. «Автоматика и телемеханика», т. 16, № 5, 1955, с. 497—500.

Кошарский Б. Д., Некоторые вопросы расчета гидравлических струйных усилителей, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 7, 1956, с. 611—619, 4 илл., библиогр. 7 назв.
Крассов И. М., О коэффициенте усиления гидравлических усилителей, в кн: Автоматизация хим. пром-сти. АН СССР, М. 1955, с 114—119.
Кривой Ц. П., Новиков А. А. и Шантурин П. М., Единая агрегатная система пневматических приборов, «Приборостроение» № 2, 1958, с. 1—9, 5 илл., библиогр. 2 назв.
Кучкин М. Д. и Спицын Н. А., Гидравлические усилители и двигатели, в кн.: Автоматизация гидроэлектрических станций, Госэнергоиздат, М. — Л., 1957, с. 51—58, 12 илл.
Лысов М., Пневматический усилитель рулевого управления, «Автомоб. трансп.» № 3, 1958, с. 24—25, 5 илл.
Михайлов Н. Н., Новые средства пневмоавтоматики НИИТеплоприбора, «Приборостроение» № 12, 1957, с. 1—5, 14 илл.
Пневматическая система дистанционного управления. «Машиностроение» № 7, 1957, с. 138—140.
Хохлов В. А., Гидроусилители с дроссельным управлением. «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 10, 1957, с. 937—936, 17 илл., библиогр. 9 назв.
Хохлов В. А., Расчет и анализ динамики дроссельных гидроусилителей, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 10, 1956, с. 871—879, 3 илл., библиогр. 3 назв.
Шашков А. Г., Теория управляющего устройства типа «сопло-заслонка», работающего на масле, «Автоматика и телемеханика» т. 17, № 11, 1956, с. 1000—1019, 15 илл., библиогр. 5 назв.
Accurate hydraulic positioning system uses air-actuated transducers for sensing, «Mach. Design.», vol. 29, Dec. 1957, № 26, p. 88—89.
La commande hydraulique, «Technique moderne», t. 48, № 3, 1956.
Kay F. X., Pneumatic controls for cranes and diggers, «J. appl. Pneumatics», vol. 2, № 15, 1957, p. 8—11, ill.
Libois «C., Commandes et servo-commandes hydrauliques, «Technique Moderne», t. 48, № 3, march 1956, p. 101—105, 9 ill.
Molle R., Die automatisierung mit Hilfe von Druckluft-Schaltungen, «Microtechnik», vol. 11, № 3, 1957, p. 115—127, Bibliogr.
Nightingale J. M., Hydraulic servos, Pt. 1—3, «Mach. Design», vol. 29, № 4, Febr. 21, 1957, p. 109—113, 4 ill.; № 5, March 7, p. 100—105, 13 ill.; March 21, № 6, p. 160—164, Bibliogr. 11.
Nightingale J. M., New techniques for hydraulic servo design, «Control Engng.», vol. 1, № 1, Sept. 1954, p. 73—78.
Samal E., Pneumatische Messwertumformer, «Regelungstechnik», Jg. 2, H. 3, 1954, S. 59.
Shearer J. L., Dynamic characteristics of valve-controlled hydraulic servomotors, «Trans. ASME», vol. 76, № 6, Aug. 1954, p. 89—93.
Taylor L. R., Hydraulic motors for automatic control, «Jet Propuls», vol. 25, № 9, 1955, Pt. 2, p. 325—335.
Bergen S., Pneumatischer Kraftvergleich, «Regelungstechnik», Jg. 2, H. 9, 1954, S. 221.
Kretzschmer F., Pneumatische Steuergeräte, «Regelungstechnik», Jg. 4, H. 5, 1956, S. 123—126, 8 ill.

в. Магнитные усилители

Авен О. И., Магнитные сплавы для сердечников магнитных усилителей и их кривые одновременного намагничивания постоянным и переменным полями, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 4, 1956, с. 347—352, 7 илл., 5 табл., библиогр. 1 назв.
Авен О. И., Уменьшение запаздывания магнитных усилителей введением гибкой обратной связи, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 2, 1957, с. 174—181, 16 илл., библиогр. 4 назв.
Антошин В. Г., Быстродействующие магнитные усилители с управлением переменным и постоянным токами, Тр. Таганрогск. радиотехн. ин-та, № 1, 1955, с. 166—179.

Бальян Р. Х., Двухтактный магнитный усилитель с выходом на постоянном токе, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 2, 1956, с. 160—171, 11 илл., библиогр. 7 назв.

Бальян Р. Х., Расчет магнитных усилителей с обратной связью, «Электричество», № 9, 1956, с. 63—67.

Батранин Ю. Е., Основы графического метода расчета одного из типов магнитного усилителя напряжения, работающего на четных гармониках, Научн. зап. Львовск. политехн. ин-та, вып. 24, 1954, с. 116—127, 9 илл., библиогр. 4 назв.

Башарин А. В., Расчет характеристик магнитного усилителя при намагничивании постоянным и переменным полями, «Электричество», № 1, 1956, с. 17—20.

Васильева Н. П. и Боярченко М. А., Влияние охватывающей обратной связи на многокаскадные магнитные усилители, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 10, 1956, с. 930—935, 4 илл., библиогр. 2 назв.

Васильева Н. П., Магнитные усилители и их применение при автоматизации сельских электроустановок, в кн.: Автоматизация производственных процессов в сельском хозяйстве, АН СССР, М., 1956, с. 395—400, 6 илл., 1 табл.

Васильева Н. П. и Боярченко М. А., Особенности расчета многокаскадных магнитных усилителей, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 7, 1957, с. 661—668, 6 илл., библиогр. 7 назв.

Васильева Н. П., Расчет двухтактных магнитных усилителей мощности, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 1, 1956, с. 53—65, 7 илл.

Васильева Н. П. и Седых О. А., Расчет дроссельных магнитных усилителей с комплексной нагрузкой, «Автоматика и телемеханика», т. 16, № 1, 1955, с. 47—63.

Васильева Н. П и Седых О. А., Расчет магнитных усилителей при заданном напряжении питания, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 11, 1957, с. 1052—1060, 5 илл.

Гордеев В. Г., Основы расчета магнитных усилителей для управления двухфазными асинхронными двигателями в следящих системах, Судпромгиз, Л., 1957, 84 с.

Городецкий А. Б., Сравнение некоторых типовых схем магнитных усилителей с внутренней обратной связью, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 2, 1956, с. 147—159, 11 илл.

Горский Г. В., Трехфазный магнитный усилитель, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 7, 1957, с. 681—685, 9 илл., библиогр. 2 назв.

Григорян Л. А., Структурные схемы магнитных усилителей с жесткой и гибкой обратными связями, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 6, 1957, с. 560—573, 14 илл., библиогр. 7 назв.

Губанов М. Н., Определение оптимальных размеров сердечника и числа витков регулирующих дросселей насыщения асинхронного электропривода, «Автоматика и телемеханика», т. 15, № 2, 1954, с. 155—166.

Демьянчик А. И., Быстродействующие магнитные усилители систем с двигателем переменного тока, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 3, 1956, с. 250—263, 18 илл., библиогр. 5 назв.

Дидковская Л. М., Исследование магнитных усилителей четных гармоник как элемента автоматических устройств, автореф. дисс. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук, Киев, 1955 (Киевск. политехн. ин-т).

Дунаевский С. Я., Конструктивная постоянная магнитных усилителей, «Электричество» № 2, 1956, с. 15—20, 7 илл., 3 табл., библиогр. 3 назв.

Ефанов А. Г., Гуткин Б. М. и Рейнгольд Ю. Р., Применение магнитных усилителей в электроприводе, «Электричество» № 2, 1956, с. 9—14, 10 илл.

Калужников Н. А., К расчету дроссельного магнитного усилителя, включенного на однофазный выпрямительный мост, «Автоматика и телемеханика», т. 19, № 3, 1958, с. 238—255, 15 илл., библиогр. 5 назв.

Калужников Н. А., К расчету цепи переменного тока магнитного усилителя, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 9, 1957, с. 792—801, 13 илл.

Калужников Н. А., Об упрощенных расчетах магнитных усилителей с сердечниками из железоникелевых сплавов, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 3, 1957, с. 262—266, 2 илл., библиогр. 1 назв.
Магнитный усилитель с низким порогом чувствительности, «Вестн. информ.» № 24, 1955, с. 11—13, 5 илл.
Михайловский В. Н. и Спектор Ю. И., К вопросу согласования магнитных усилителей типа «второй гармоники» с нагрузкой, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 6, 1957, с. 551—559, 6 илл., библиогр. 7 назв.
Розенблат М. А., Динамические характеристики сердечников с прямоугольной статической петлей гистерезиса (влияние вихревых токов), «Автоматика и телемеханика», т. 19, № 1, 1958, с. 75—84, 7 илл., 3 табл., библиогр. 4 назв.
Розенблат М. А., Импульсное перемагничивание сердечников прямоугольной петлей гистерезиса, «Электричество» № 1, 1955, с. 24—28.
Розенблат М. А., Магнитные усилители, «Советское радио», М., 1956, 824 с., 333 илл., библиогр. 260 назв.
Розенблат М. А., Основы построения магнитных усилителей с низким порогом чувствительности, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 1, 1956, с. 66—77, 8 илл., библиогр. 22 назв.
Сафрис Л. В., Расчет магнитного усилителя по линеаризованным характеристикам намагничивания, в кн.: Сб. научн. статей, 1956, с. 89—106, 13 илл., 2 табл. (Тр. Ростовск. ин-та жел.-дор. трансп., вып. 20).
Седых О. А., Расчет магнитных усилий на тороидальных сердечниках, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 5, 1956, с. 445—459, 9 илл., библиогр. 3 назв.
Сторм Г. Ф., Магнитные усилители, пер. с англ. под ред. Б. С. Сотскова, ИЛ, М., 1957, 568 с.
Субботина Г. В., Магнитный усилитель с параллельной нагрузкой и его применение в устройствах релейной защиты, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 6, 1957, с. 540—548, 8 илл.
Субботина Г. В., Список отечественной и зарубежной литературы по магнитным усилителям за 1951—1954 гг., «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 5, 1956, с. 471—487.
Субботина Г. В., Список литературы по магнитным усилителям за 1955 г., «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 9, 1956, с. 858—864.
Тищенко Н. М., Приближенные аналитические выражения характеристик дроссельных магнитных усилителей без обратной связи, «Автоматика и телемеханика», № 2, 1954, с. 141—154.
Тищенко Н. М., Характеристика магнитных усилителей с обратной связью, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 6, 1956, с. 532—539.
Трансфлюксор, «Вестн. информ.» № 23, 1956, с. 1—6, 16 илл.
Хмельницкий Е. П., Использование магнитных усилителей в электронно-импульсной схеме управления и защиты мощных выпрямителей, «Вестн. связи» № 2, 1956, с. 10—11.
Шестопалов В. Н., Определение оптимальных геометрических размеров магнитного усилителя с сердечником Ш-образной формы, Сб. тр. Ин-та электротехн. АН УССР, вып. 13. 1956, с. 146—152.
Atkinson P. D. and Heminway A. K., Even-harmonic magnetic amplifier, «Electronic Engng», vol. 26, № 321, Nov. 1954, p. 482—485.
Atkinson P. D. and Heminway A. V., Magnetic amplifiers and saturable reactors, London, 1954, 199 p.
Barker R. C. and Northron G. M., Some frequency response measurements on magnetic amplifiers, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 12, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc. 1957, p. 444—453.
Barkle J. E. and Souter D. M., Magamps give close control of alternators, Mod. Power and Engng., vol. 49, № 4, 1955, p. 74—75.
Barnhart P. W., A new full-wave magnetic amplifier output stage, «Trans. Amer. Inst. Electr. Eng.», vol. 74, Pt. 1, 1955, p. 139—141, 5 ill., Bibliogr. 6.
Basta J., Vyšetiovani paralelniho transductoru se spětnou vazbou v hejši, «Elecktrotechn. Obzor», № 6, 1955, str. 308—318, 21 ill., Bibliogr. 9.
Beadle R. G., and Chausse B. P., Characteristics of magnetic amplifiers for industrial use, «Electr. Engng»., vol. 73, № 11, 1954, p. 1023—1027.

Behr J. L., Application of magnetic demodulators to magnetic amplifier circuits, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 10, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc. 1955, p. 25—32, 7 ill.

Bell D. A., General properties of electromagnetic amplifiers, «Wireless Engr.», vol. 31, № 12, Dec. 1954, p. 310—319, 9 ill., Bibliogr. 9.

Belsterling Ch., Analysis of a differential magnetic amplifier with flux reset control, «J. Frankl. Inst.», vol. 260, № 6, 1955, p. 485—505.

Bergtold F., Magnetverstärker-Steuerungselemente von wachsender Bedeutung, «Ind. Anz.», Bd. 78, № 7, 1956, S. 89—90.

Boite R., L'amplificateur magnetique, etude de l'appareil classique et de l'appareil a grande vitesse de reponse, Publs. Assoc. ingrs Fac. polytechn, Mons 1956, № 1, p. 1—18.

Bonn T. H., Magnetic computer has high speed, «Electronics», vol. 30, № 8, Aug. 1957, p. 156—160.

Brion, Amplificateurs magnetiques (Transducteurs), «Mesures et Controle Ind.» an. 19, № 203, 1954, p. 267.

Butel M. M., Les elements amplificateurs magnetiques de puissance type «Mutron» et leur applications aux problemes de regulation, en particuliar de tension et de frequence de petits alternateurs, «Bull. Soc. frans. electriciens», vol. 5, № 58, Oct. 1955, p. 689—699, 16 ill.

Cambell S. J., Industrial magamp systems, «Westinghouse Eng», № 3, May 1955, p. 99—105, 12 ill.

Carleton J. T. and Harton W. F., Figure of merit in magnetic amplifiers, «Tele-Tech and Electr. Ind.», vol. 14, № 6, June 1955, p. 96—97, 160, 162, 168, 170.

Chague B., L'Amplificateur magnetique autosaturé, «Bull. Soc. franc. Electriciens», № 61, Janv. 1956, p. 14—56, 58 ill.

Chow S. H., Parallel-connected magnetic amplifiers. — J. appl. Phys., № 2, 1954, p. 216—221, 12 ill.

Coales J. F., Magnetic amplifiers, «Proc. Instn Electr. Engrs», vol. 101, Pt. 2 Apr. 1954, (Power Eng. № 80), p. 83—99.

Collins H. W., Application of high frequency magnetic amplifiers, Proc. Nat. Electronics Conf., Chicago 1955, Chicago, Nat. Electronics, Conf. Inc., 1956; p. 136—144.

Collins H. W., High-frequency operation of self-saturating magnetic amplifiers, «Trans. Amer. Inst. Electric. Eng.», vol. 74, Pt. 1, 1955, p. 500—505, 8 ill.

Colombani P., Les amplificateurs magnetiques, «Electricite», vol. 38, № 203 March 1954, p. 61—69.

Critchlow D. L., Oscillographic techniques for the evaluation of magnetic amplifier response, «Commun. and Electronics», № 21, 1955, p. 607—610.

Decker R. O., Alternation of dynamic response of magnetic amplifiers by feedback, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs.», vol. 74, Pt. 1, 1955 (Commun. and Electronics, Jan. № 16), p. 658—665.

Decker R. O. and Horton W. F., A 400 cps magnetic amplifier for a — c servomechanism application, Proc. Nat. Electronics Conf., vol. 10, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1955, p. 35—39, 8 ill., Bibliogr. 4.

Deinse P. A., Magnetische Versterkers van het smoors-poeltype, «Electro-Technik», Bd. 33, № 24, 1955, S. 472—475.

Derr W. A. and Cham E. J., Transductors for instrumentation of D — C circuits, «Westinghouse Engr.», vol. 14, № 2, March 1954, p. 86—89.

Dhen W., Die Grundschaltungen des magnetischen Verstärkers, ETZ — A, Jg. 75, H. 17, Sept. 1954, S. 541—547, 4 ill., Bibliogr. 7.

Emploi des amplificateurs magnetiques dans les systèmes de régulation et de mesure, «Bull. Soc. franc. electriciens», vol. 5, № 59, 1955, p. 764—767.

Fitzgerald A. S., Magnetic amplifier sequential circuits of the asymmetrical type, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs.», vol. 74, Pt. I, 1955, p. 685—691 5 ill., Bibliogr. 7.

Fournier J., Les amplificateurs magnètiques á auto-saturation, «Electricite», an. 39, № 216, May 1955, p. 123—131, 27 ill., Bibliogr. 1.
Cabler M., Haskovec J. i Pomanek E., Magneticke Zesilovace, SNTL, Pragha, 1956, 252 str., 291 ill., 3 tabl., Bibliogr. 20.
Geyger W. A., Differential feedback magnetic amplifiers, «Electr. Engng.», vol. 76, № 4, Apr. 1957, p. 294.
Geyger W. A., High-speed magnetic servo amplifier measurements, «Electr. Engng.», vol. 75, № 6, 1956, p. 518.
Geyger W. A., Magnetic-amplifier circuits. Basic principles, characteristics and applications, N. Y., McGraw-Hill Book Comp., Inc., 1954, 277 p., ill., tabl., Bibliogr. p. 255—259.
Geyger W. A., Self-balancing magnetic servoamplifier, «Electronics», vol. 29, № 3, March 1956, p. 196—199; Proc. Nat. Electronics Conference, vol 11 — Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1956, p. 987—1000, 8 ill., Bibliogr. 28.
Geyger W. A., Self-balancing magnetic amplifiers of differential feedback types «Commun. and Electronics», № 29, p. 39—46, March 1957, 11 ill., Bibliogr. 21.
Goldsmith H. A., Herz H. and O'neill B. J., Basic facts about magnetic amplifiers, «Control Engng», vol. 1, № 4, Dec. 1954, p. 40—47.
Gourash F., A two-stage low-level magnetic amplifier with negative voltage feedback, Proc. Nat. Electronics Conference vol. 10. — Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1955, p. 146—155, 7 ill., 1 tabl., Bibliogr. 4.
Harton W. F. and Decker R. O., Operational magnetic amplifiers for servomechanism application, В кн.: Second feedback control systems conference, April 21—23, 1954. — N. Y., Amer., Inst. Electr. Engrs, 1954, p. 123—133, 12 ill.
Harvey D. W., Self-excited series transductors, «Engineering», vol. 178, № 4626, Sept. 24, 1954, p. 399—403.
Hill F. and Fingeretti A., Fast-response magnetic servoamplifier, «Electronics», vol. 27, № 10, Oct. 1954, p. 170—173.
Hubbard R. M., Operational-type magnetic amplifier for airborne servocontrol systems, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 73, Pt. 1, 1954 («Communicat. and Electronics», № 15), p. 425—430.
Hughes G. E. and Miller H. A., Fast-response magnetic amplifiers, «Trans. Amer. Instn Electr. Engrs», vol. 73, Pt. 1, 1954, p. 69—74.
House C., Flux preset high-speed magnetic amplifiers, «Commun. and Electronics», № 10, 1954, p. 728—735.
House C. B., Full-wave reversible-polarity half-cycle-response magnetic amplifiers, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 74, Pt. 1, 1955, p. 541—552, 24 ill., Bibliorg. 10.
Johannesscu P. R., Application of a magnetic amplifier to a high performance servo, instrument «IRE Convent. Rec.», vol. 3, Pt. 4, 1955, p. 15—22, 13 ill., Bibliogr. 4.
Jentsch W., Mittlerer Fluss und Trägheit des magnetischen Verstärkers, «Regelungstechnik», Jg. 6., H. 1, S. 9—14, Jan. 1958, 7 ill., Bibliogr. 1.
Johnson L. J. and Rauch S. E., Decicycle magnetic amplifier systems for servo applications, «Commun. and Electronics», № 21, 1955, p. 667—672.
Johnson L. J. and Rauch S. E., How to determine response time of magnetic amplifiers, «Electr. Mfg»., vol. 54, № 4, Oct. 1954, p. 90—94.
Johnson L. I. and Rauch S. E., Single phase magnetic amplifiers with decicycle response, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 10. — Chicago, Nat. Electronics Conf. Inc., 1955, p. 162—167, 2 ill., Bibliogr. 10.
Johnson L. I., Zero signal stability and noise suppression with magnetic demodulator-amplifiers, Proc. Nat. Electronics Conf., vol. 11, 1955. — Chicago, Nat. Electronic Conf., Inc. 1956, p. 145—151.
Kallander J. W. Fast response magnetic servoamplifier. «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 74, Pt. 1, 1955 («Communic. and Electronics», № 17), p. 49—54.
Kaplan H. and Wolff G., Techniques for measuring cascaded self-saturating magnetic-amplifier performance, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 74, Pt. 1, 1955 («Communic. and Electronics», № 16), p. 581—584.

Kernik A. and Parkins H. A., Magnetic output amplifiers for digital control, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 76, Pt. 1, 1957 («Communic. and Electronics», Nov. № 33), p. 504—508, 13 ill., Bibliogr. 7; «Electr. Engng», vol. 76, № 10, Oct. 1957, p. 891, 1 ill.

Kikuchi, Analysis of the full-wave magnetic amplifier circuits considering the change of the width of the dynamic hysteresis loop, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs». vol. 56, Pt. 1, 1957 (Communic. and Electronics, July, № 31), p. 241—249, 14 ill., Bibliogr. 15.

Kikuchi T. and Murakami K., On the input power of the half-wave magnetic amplifier circuit, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 56, Pt. 1, 1957, («Communic. and Electronics», March, № 29), p. 10—14, ill., Bibliogr. 9.

Konopinski T., Zastosowanie inz machiaczy magnetycznych do wzmacniania pradow i napies stalych oraz przebiegow wolnozmiennych, «Przegl. telekomun.», № 12, 1955, str. 398—405.

Krabbe U., Magnetic amplifiers innade heavy-duty systems, «Control Engng.», vol. 2, 1955, p. 90—96.

Krabbe U., The residual time-constant of self-saturating «(Autoexcited) transductors, Proc. IRE», № 3, 1956, p. 71—80.

Krall A. D., The operation of the current-type self-balancing magnetic amplifier, «Commun. and Electronics», № 32, Sept. 1957, p. 380—384, 5 ill., Bibliogr. 9.

Krusek J. i Dudas B., Theorie novych magnetickych zesilovacu s oderzvou kratsi jedene periody, «Slaboproudy Obzor», t. 16, № 6, 1955, str. 302—310, 13 ill.

Kümmel F., Grundlagen der Magnetverstärker-technik, «NTZ», Bd. 10, № 4, 1957, S. 153—159.

Kümmel F., Probleme magnetischer Verstärker, «ETZ — A», vol. 76, № 3, Febr. 1955, p. 113—120.

Kummel F., Verstärkung kleiner Wechsel-Spannungen mit dem magnetischen Verstärker, «Elektrotechn. Z.», Bd. 75, № 11 A, 1954, S. 367—372.

Kusko A. and Nelson I. G., Magnetic-amplifier control of D—C motors, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 74, Pt. I, 1955, p. 326—333.

Lafargue M., Du Rene Le, Notes experimentales sur les amplificateurs magnetiques, «Electronique», № 100, 1955, p. 47—52.

Lang A., Anwendungsmöglichkeiten magnetischer Verstärker, AEC-Mitt., Bd. 45, № 1—2, 1955, S. 197—203, II ill.

Lang A., Magnetische Leistungsverstärker für Steuer - und Regelzwecke, «ETZ» № 22, 1954, S. 753—760, 12 ill., Bibliogr. 26.

Lang A., Magnetische Verstärker für die Steuerungs - und Regelungstechnik, «ETZ» Bd. 8, № 4, 1956, S. 120—123.

Leon H. I. and Rosenstein A. B., Inductive load instability in magnetic amplifiers, «Electr. Eng.», № 3, 1955, p. 237.

Lehmann G., Note sur quelques properties fondamentales des amplificateurs magnètiques, «L'Onde electriq.», an. 37, № 360, 1957, p. 262—264, 3 ill.

Lord H. W., The influence of magnetic amplifier circuitry upon the operating hysteresis loops, «Commun. and Electronics», № 10, Jan. 1954, p. 721—728.

Lunt J. A. and Kelsall R. H., Transductor and its application, «Metropolitan-Vickers Gas», vol. 25, № 417, Apr. 1954, p. 228—235.

Magnetic amplifier for analog computers, «Electronics», vol. 29, № 7, 1956, p. 284—286.

Magnetic amplifiers, «Electronic Radio Engr.», vol. 34, № 4, Apr. 1957, p. 118—123.

Magnetic amplifiers invade heavy-duty systems, «Control Engng», vol. 2, № 9, Sept. 1955, p. 90—96, ill.

Magnetische Verstärker, Allgemeine Begriffe und Kenndaten, «Schweiz. Techn.», № 2, 1956, S. 51—54.

Maine A. E., High speed magnetic amplifiers, «Electronic Engng», vol. 26, № 315, May 1954, p. 180—185.

Maine A. E., Three-phase high-speed magnetic amplifiers, «Electronic Engng.», vol. 26, № 322, Dec. 1954, p. 514—521.

Morgan R. E., Biased rectifier amplifier — pulse magnetic amplifier, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 74, Pt. I, 1955, («Communic. and Electronics», № 16), p. 584—590.

Mohr G. R. and Lee R., Magnetic amplifier control of radiofrequency generators, Applicant. and Ind., № 16, 1955, p. 374—378.
Muller W., Magnetic amplifiers, Austral. J., «Instrum. Technology», vol. 13, № 4, Nov. 1957, p. 126—134, 12 ill.
Nagy I., Magneses erositok meretezesenek szamitasi alapelveröl, «Meres es Automatika», evf. 6, № 1, 1958, p. 6—9, 7 ill., Bibliogr. 3.
New way amplifiers for servo systems, «Aviat. Week», vol. 62, № 13, 1955, p. 50, 52.
Patton H. W., Stabilized magnetic amplifier circuits, «IRE Nat. Convent. Rec.», vol. 5, Pt. 6, March 18—21, 1957, p. 170—174, 5 ill., Bibliogr. 6.
Pio E., Etude des amplificateurs magnetiques a auto-saturation, «Automatisme», t. 3, № 2, Febr. 1958, p. 63—70, 18 ill.
La Pierre W., Magnetic amplifiers as control components, «Product Engng.», № 8, Aug. 1955, p. 129—133, 3 ill.
Roberts R. M., Radus R. J., Riley O. R. and Filds C. V., Magnetic amplifiers for replacement of relays, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 12, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1957, p. 454—468.
Rosenstein A. B., 1.600.000 ampere high-speed magneto-amplifier design, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 74, Pt. I, 1955, p. 90—99, 7 ill., 2 tabl., Bibliogr. 6.
Sakurai Yoshifumi, Yamaguchi Iiro, Influence of rectifier characteristics on behaviour of self-saturating magnetic amplifier, «Technol. Repts. Osaka Univ.», vol. 5, № 163, 187, 1955, p. 301—307.
Sapira S., Elemente de calcul al amplificatoarelor magneticl, «Electrotehnica», Bucuresti, An. 5, № 8, Aug. 1957, p. 246—251, 7 ill.
Schilling W., Transductortechnik, Teil VI, «Regelungstechnik», Jg. 5, № 9, 1957, S. 310—316.
Schmiedekind L., Magnettoverstärker, «Radio und Fernsehen», Jg. 7, H. I, 1958, S. 21—23, 60—62, ill.
Schnitzler A. D., Derivative-controlled magnetic amplifiers, «Electr. Engr», vol. 73, № 11, Nov. 1954, p. 1021, 2 ill.
Schnitzler A. D., Derivative-controlled magnetic amplifiers, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs», vol. 73, Pt. I, 1954, («Communic. and Electronics», Nov., № 15), p. 569—576.
Schonan G., Transistor-controlled magnetic amplifier, «Electronics», vol. 29, № 8, Aug. 1956, p. 177—178, 5 ill., I tabl.
Scorgie D. G., Fast response with magnetic amplifiers, «Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs.», vol. 72, Pt. I, 1954, p. 741—749.
Seddon B., Flux reset in magnetic amplifier cores, Proc. Nat. Electronic Conference, vol. II, 1955, Chicago, Nat. Electronic Conf., Inc., 1956, p 108—119.
Stammerjohn L. W., Magnetic amplifiers. Basic principles and applications, «Bell Labr. Rec.», vol. 36, № I, Jan. 1958, p. 16—21, ill.
Stone M. C., An application of the magnetic amplifier to routine testing of junction circuits, «Post Office Electr. Engrs. J.», vol. 47, Pt. I, Apr. 1954. p. 39—40, 3 ill.
Storm H. F., Magnetic amplifiers with inductive D — C load, «Electr. Engr», vol. 74, № 11, Nov. 1954, p. 1007, 2 ill.
Suozzi I. I. and Hooper E. T., All magnetic audio amplifier, «Electronics», № 9, Sept. 1955, p. 122—125.
Suozzi I. I., Magnetic-amplifier two-speed servo-system, «Electronics», 1956, № 2, vol. 29, Febr. 1956, p. 140—143.
Tanner T. L., Current and voltage-metering magnetic amplifiers, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. II, Chicago, 1955, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc. 1956, p. 120—129.
Tendick F. H., Transistor pulse regenerative amplifiers, «Bell System Techn.», vol. 35, № 5, Sept. 1956, p. 1085—1114.
Trouvay — Cauvin, Enregistreur a amplificateur magnetique pour faibles tensions continues, «Mesures et Controle Ind.», an. 19, № 210, Nov. 1954, p. 729—730, 5 ill.
Van Allen R. L., A magnetic amplifier for synchros, «Commun. and Electronics», № 10, 1954, p. 749—752.

Voice C. C., Fast response multi-stage magnetic amplifiers, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 12, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc., 1957, p. 411—429, Bibliogr. 5.

Watzinger H., Magnetverstärker und Maschinenverstärker, «Radio Mentor», Jg. I, № 1, 1957, S. 036—042.

Wessner R. J., Application of magnetic amplifiers, «Iron and Steel Engr.», vol. 31, № 10, Oct. 1954, p. 101—106.

Zucchino M. B., Magnetic amplifiers for synchronous motors; «Electronics», vol. 21, № 3, March 1954, p. 133—135, 5 ill.

г. Полупроводниковые усилители

Берман Л. С., Повышение полезной мощности резонансного полупроводникового усилителя путем повышения его к. п. д., «Радиотехника», т. 13, № 3, 1958, с. 70—73, 5 илл., 1 табл., библиогр. 3 назв.

Богомолов В. Н., Усилитель постоянного тока с преобразователем, основанным на эффекте изменения сопротивления полупроводников в магнитном поле, «Ж. техн. физ.», т. 26, вып. 11, 1956, с. 2480—2486, 2 илл.

Калашников С. Г., ред., Кристаллические выпрямители и усилители, «Сов. радио», М., 1954, 56 с., илл.

Кобленц А. и Оуэнс Г., Транзисторы, их теория и применение, ИЛ, М., 1956, 384 с.

Красилов А. В., Параметры и конструкции полупроводниковых усилительных приборов отечественного производства, «Радиотехника и электротехника», т. I, № 8, 1956, с. 1113—1120, 9 илл.

Соколов А. А., Метод упрощения расчета транзисторного усилительного каскада, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 12, 1957, с. 1139—1141.

Almond J., Broadband transistor feedback amplifiers, «Proc. Inst. Electr. Engrs», vol. 103, Pt. B; № 7, Jan. 1956, p. 93—101, 10 ill., Bibliogr. 3.

Burton P. L., A Transistor d. c. chopper amplifier, «Electronic Engng.», vol. 29, № 354, Aug. 1957, p. 393—397.

Chow W. F. and Stern A. P., Automatic gain control of transistor amplifiers, «Proc. IRE», vol. 43, № 9, 1955, p. 1119—1127, 24 ill.

Chu G. J., Unilaterization of junction-transistor amplifiers at high frequencies, «Proc. IRE», vol. 43, № 8, Aug. 1955, p. 1001—1006.

Coblenz A. and Owens H. L., Cascading transistor amplifier stages, «Electronics», № 1, Jan. 1954, p. 158—161.

Davidson C. F., Transistor as D. C. amplifier for use in microwave measurements, «Electronic Engng.», vol. 26, № 322, Dec. 1954, p. 548—549.

Ettiger G. M., Transistor amplifiers for analog computers, «Electronics», vol. 28, № 7, July 1955, p. 119—121.

Grace W. H., Transistorized amplifier for interflex tuner, «Radio Electronics», vol. 27, № 3, March 1956, p 59—60.

Keonjian Ed., Temperature-compensated DC transistor amplifier, «Proc. IRE», vol. 42, № 4, Apr. 1954, p. 661—671, 25 ill.

Kessler C. und Ströle D., Ein Transistor-Regel-Verstärker, «Siemens-Z», Bd. 31, № 10, 1957, S. 502—504.

Kettel E., Hochfrequenzverstärkung mit Transistoren, «Telefunken Z», Bd. 27, 1954, S. 245—251.

Krause C. A., Gain-stabilized transistor-amplifier, «Electronics», vol. 27, № 2, Febr. 1954, p. 183—185, 4 ill., Bibliogr. 3.

Linvill I. G. and Schimpf L. G., The design of tetrode transistor amplifiers, «Bell System Techn. J.», vol. 25, № 4, July 1956, p. 813—840, 23 ill.

Lowry H. R., Negative-feedback transistor amplifiers, «Radio and Televis. News», vol. 57, May 1957, p. 55—58, 109.

Macdonald N. D., The spacistor — a new kind of semiconductor amplifier, «Computers and Automat.», vol. 6, № 8, Aug. 1957, p. 6—9.

Meyer-Brotz G. und Felle K., Die Dimensionierung von Transistor—Breitbandverstärken, «Nachrichtentechn. Z», 1956, vol. 9, H. 11, Nov. 1956, p. 498—503.

Meyer-Brotz G., Die Neutralisierung im selektiven Transistorverstärker, «Arch. Elektr. Uebertrag», Bd. 10, № 9, Sept. 1956, S. 391—397, 9 ill., I Taf., Bibliogr 9.

Meyer N. I., Nonlinear distortion in transistor amplifiers at low signal levels and low frequencies, «Proc. Instn Electr. Engrs», vol 104, Pt. C., № 5, March 1957, p. 208—216.

Monelli R., Guadagno dei transistori amplicatori. — Alta Frequenza, vol. 24, № 4—5, Aug. — Oct. 1955, p. 356—374.

Neale D. M. and Oakes F., Transistor d. c. amplifier, «Wireless World», vol. 62, № 11, Nov. 1956, p. 529—532.

Simkins Q. W. and Vogelsong I. H., Transistor amplifier for use in digital computer, «Proc. IRE», vol. 44, № 1, Jan. 1956, p. 43—55.

Slaughter D. W., Feedback-stabilized transistor amplifier, «Electronics», vol. 28, № 5, May 1955, p. 174—175, 4 ill.

Starke C., Der Transistor als Verstärkerelement für Hörhilfen, «Frequenz», Bd. 9, № 1, 1955, S. 1—15.

Stern A. P., Aldridge C. A. and Chaw W. F., Internal feedback and neutralization of transistor amplifiers, «Proc. IRE», vol. 43, № 7, 1955, p. 838—847, 23 ill.

Stern A. P., Stability and power gain of tuned transistor amplifiers, «Proc. IRE», vol. 45, № 3, 1957, p. 335—343.

Straube H. M., A miniature transistor amplifier, «Bell Labor. Rec.», № 7, July 1955, p. 247 — 250, 5 ill.

Tait D. A. G., Direct-coupled transistor audio amplifier, «Wireless World», vol. 64, № 5, May 1958, p. 237—239, 4 ill.

Vallese L. M., Upper limits of output power in vacuum-tube and transistor a — c amplifiers, «Commun. and Electronics», № 29, March 1957, p. 87—92, 12 ill, Bibliogr. 3.

Wheeler A. J., Thermistors compensate transistor amplifiers, «Electronics», vol. 30, № 1, Jan. 1957, p. 169—171, 5 ill.

Zeller H. R., Transistor preamplifier feeds tubeless servo, «Electronics», vol. 29, № 2, Febr. 1956, p. 168—169.

д. Диэлектрические усилители

Braunbeck J., Der dielektrische Verstärker, «Radiotechnik», Jg. 30, H. 5, Mai 1954, S. 151—153, 5 ill., Bibliogr. 4.

Dielektrische Verstärker, «Radio und Fernsehen», Jg. 5, № 21, 1956, S. 644—647, 14 ill., Bibliogr. 9.

Penney G. M. and oth., Resonant dielectric amplifier frequency response, «Electr. Engr.», vol. 73, № 4, Apr. 1954, p. 311, 2 ill.

Sack E. A. and Penney G. W., Voltage gain of a resonant dielectric amplifier, «Trans. Amer. Instn Electr. Engrs.», vol. 74, Pt. 1, 1955, p. 428—434, 13 ill., Bibliogr. 8.

Silverstein A., Building and using dielectric amplifiers, «Electronics», vol. 27, № 2, Febr. 1954, p. 150—153, 3 ill.

Wingrove E., Deplan L. and Shenel W. L., Hysteresis loops in dielectric amplifiers, «Commun. and Electronics», № 25, July 1956, p. 283—288.

е. Электромашинные усилители

Алексеев А. Е., Байко В. Ф., Болдырев Г. Л., Норневский Б. И. и Росин Е. И., Сравнение статических и динамических характеристик двух- и трехступенчатого электромашинных усилителей с продольным полем, «Электричество» № 12, 1957, с. 24—26.

Байко В. Ф. и Вавилов А. А., Переходные процессы в двухступенчатом электромашинном усилителе с самовозбуждением, «Электричество» № 10, 1956, с. 35—39.

Белоновский А. С. и Менский Б. М., Автоматизированный привод с электромашинным усилителем, Оборонгиз, М., 1956, 131 с., 60 илл.

Блажкин А. Т., Электромашинное автоматическое управление приводами, Металлургиздат, М., 1954, 296 с.

Горянинов Ф. А. и Токарев Б. Ф., Влияние магнитной несимметрии на работу трехступенчатого электромашинного усилителя, «Электричество» № 11, 1955, с. 43—46.

Куницкий Н. П., Определение параметров системы трехкаскадного электромашинного управления ослаблением потока двигателя, «Электричество» № 4, 1956, с. 32—37, 4 илл., библиогр. 2 назв.

Куницкий Н. П., Оптимальная кривая тока двигателя при ослаблении его потока в электромашинных управлениях, «Электричество» № 4, 1954, с. 33—37, 6 илл., библиогр. 37 назв.

Куропаткин П. В., Выбор параметров обмоток управления электромашинного усилителя в системе ДЭГУ и расчет статических характеристик, Тр. Центр. научно-иссл. ин-та морск. флота, вып. 14, 1958, с. 35—51, 8 илл., библиогр. 3 назв.

Наидис В. А., Применение электромашинных и полупроводниковых усилителей в электроприводе, «Электричество» № 1, 1957, с. 5—10, 10 илл.

Норневский Б. И. и др., Сравнение двух- и трехступенчатых электромашинных усилителей с продольным полем, «Электричество» № 3, 1958, с. 9—14, 8 илл., библиогр. 7 назв.

Олейников В. А., Работа электромашинного усилителя с поперечным полем в импульсном режиме, «Изв. высш. учебн. заведений», «Электромеханика» № 2, 1958, с. 105—113, 8 илл., библиогр. 4 назв.

Сиразитдинов Б. Г., Электромашинный усилитель с поперечным полем в системах автоматического управления, в сб.: Радиофизика, Л., 1958, с. 105—142, 39 илл., библиогр. 6 назв. (Ленингр. политехн. ин-т, тр. № 194).

Таращинский М. М., О коэффициентах усиления электромашинных усилителей поперечного поля, Тр. Харьк. политехн. ин-та, сер. электрорадиотехн., т. 12, вып. 2, 1957, с. 125—137.

Челюсткин А. Б., Новая электромашинная схема управления главным приводом блуминга, «Бюл. Центр. ин-та информ. черн. метал.» № 4, 1957, с. 13—21, 7 илл.

Шкиберов Л. П., О передаточной функции электромашинного усилителя с поперечным полем, «Электричество» № 10, 1956, с. 40—44.

Эттингер Е. Л. и Рейнгольд Ю. Р., Экспериментальное исследование динамических свойств электромашинного усилителя и определение его параметров, «Электричество» № 3, 1956, с. 13—23, 12 илл., библиогр. 3 назв.

Янкилевич Н. Г., Наладка электромашинных усилителей (амплидинов), Ин-т техн.-эконом. информ. АН СССР, М. 1955, 24 с., 25 илл. (Периодическая информация, тема № 30, № К-55-83).

Holan J., Stanoveni prenosove funkce stejnosmerneho pohonu tezheho stroje s rotacnimi regulatory na zaklade blokoveho schematu, «Elektrotechnicky obzor», Sv. 46, Cir. 1, 1957, str. 29—37.

Keve T., Steuerung von Leonard-Kreisen mit der Amplidyne, «ETZ» H. 9, 1 Mai, 1954, S. 313—316, 7 ill., Bibliogr. 6.

Küber E., Электромагнитный усилитель «магникон». ETZ, A 1954, № 3, s. 90.

Person E., Förstarkere for regelungsändamal, «Ingr — og bygnigsvaesen», vol 51, № 9, 1956, p. 182—184.

Seidl K. and Arbinger G., Amplidyne-gesteuerte Block-strecke der Oesterr, Alpine Montangesellschaft Hütte Donawitz, «Regelungstechnik», Jg. 4, H. 1, 1956, S. 6—9.

ж. Электронные усилители

Алябьева Г. Н., Характеристика и расчет электронных дифференциальных усилителей, «Автоматика и телемеханика», т. 15, № 2, 1954, с. 167—180.

Беркман Р. Я. и Спектор Ю. И., Избирательные усилители с двойной Т-образной цепью, Научн. зап. Ин-та машиновед. и автоматики АН УССР, т. 5, 1955, с. 274—282.

Декабрун Л. Л., Переходные усилители для регистрирующих приборов, в кн.: Вопросы электроники в приборостроении, Машгиз, М. 1957, с. 25—35, 9 илл., библиогр. 3 назв.

Исследование линейности двухкаскадного усилителя с обратной связью, «Вестн. информ.» № 9, 1957, с. 1—4, 5 илл.

Кочинев Ю. Г., Избирательный КС-усилитель низкой частоты как элемент системы регулирования, «Автоматика и телемеханика», т. 19, № 4, 1958, с. 355—359, 4 илл., библиогр. 6 назв.

Кушелев Ю. И., Электронный усилитель с введением производной для гироскопического инклинометра, Сб. статей науч. студ. об-ва Моск., энергет. ин-та, М. 1955, с. 202—211.

Марголин М. Г., Ламповый усилитель мощности, Госэнергоиздат, М. — Л. 1957, 110 с.

Минина О. М. и Полонников Д. Е., Об особенности работы усилителя мощности с питанием анодных цепей переменным током, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 4, 1956, с. 329—334, 9 илл.

Об усилителе с распределенными постоянными, «Вестн. информ.» № 6, 1956, с. 1—9, 19 илл.

Полонников Д. Е., Входные устройства электронных усилителей автоматических компенсаторов, автореф. дисс. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук, М. 1956 (Ин-т автоматики и телемеханики АН СССР).

Полонников Д. Е., О построении входных цепей электронных усилителей автокомпенсаторов, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 10, 1957, с. 911—917, 6 илл., 1 табл., библиогр. 5 назв.

Самсоненко С. В., Применение ортогональных степенных полиномов для анализа переходных процессов в многокаскадных усилителях, «Радиотехника и электроника» № 3, 1956, с. 269—273, 1 илл., библиогр. 2 назв.

Соколов А. А., Мостовые балансные схемы электронных усилительных каскадов постоянного тока, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 4, 1956, с. 353.

Чечик Н. О., Файнштейн С. М. и Лифшиц Т. М., Электронные умножители, Гостехиздат, М., 1957, 575 с.

Эфрусси Я. И., Усилители промежуточной частоты для телевизоров, Госэнергоиздат, М. — Л., 1957, 128 с., илл., табл., библиогр. 28 назв.

Breitband-Verstärker. Mehrstufige Verstärker, «ATM», Mai 1955, Liefer. 232, S. 117—120, 7 ill.

Dehmlow R., Röhrenverstärker für Industrieanlagen, «AEG — Mitt», Bd. 45, № 1—2, 1955, S. 143—148, 18 ill.

Deming Ch. R., Amplifier for fast rise fall pulses, «Electronics», vol. 28, № 9, Sept. 1955, p. 170.

Edwards C. M., Precision electronic switching with feedback amplifiers, «Proc. IRE», vol. 44, № 11, Nov. 1956, p. 1613—1620.

Electronic amplifiers, «Electr. Eng.», vol. 75, № 6, 1956, p. A46, A50.

Gumowski I., L'effect de la reaction sur le gain des amplifiteurs non lineaires, «Proc. IRE», vol. 105, Pt. C, № 7, March 1958, p. 45—47, 1 ill., Bibliogr. 4.

Holmboe L. W. and Ettenberg M., Development of a medium power L-band travelling-wave amplifier, «Trans. IRE», vol. ED — 4, № 1, Jan. 1957, p. 78.

Kason J., A. U., H. F. wide band amplifier, «Electronic Engng», vol. 29, № 358, Dec. 1957, p. 600—602, 4 ill., Bibliogr. 8.

Kohn G., Die Erzeugung extrem steiler Impulsflanken in mehrstufigen nichtlinearen Verstärkern, «Arch. elektr. Uebertrag.», Bd. 12, H. 3, März 1958, S. 109—118, 13 ill., 1 Tabl., Bibliogr. 26.

Martin J. R., Direct-coupled amplifiers, «Electronic Radio Engng», vol. 34, Dec. 1957, p. 438.

New ferrite microwave amplifier, «Bell Labs. Rec.», vol. 35, Aug. 1957, p. 316—317.

Ruppert W., Ueber Röhrenverstärker für extrem niedrige Frequenzen, «Nachrichtentechnische Z», Jg. 8, H. 11, 1955, S. 595—602.

Schroeder J. O., A video automatic gain control amplifier, «RCA Rev.», vol. 17, № 4, Dec. 1956, p. 558—570, 9 ill.

Tien P. K., Walker L. R. and Wolontis, A large signal theory of travelling wave amplifiers, «Proc. IRE», vol. 43, № 3, March 1955, p. 260—277, 9 ill.

Tomcik D. J. and Wiggins A. M., A new high quality audio amplifier, Proc. Nat. Electronics Conference, vol. 10, Chicago, Nat. Electronics Conf., Inc. 1955, p. 579—583, 4 ill., 1 tabl.

5. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Авен О. И., Берков Н. С. и Доманицкий С. М., Бесконтактный исполнительный механизм повышенной чувствительности с трехфазным двигателем, М. 1957, 37 с. (Гостехника СССР, АН СССР, Филиал ВИНИТИ, Передовой научно-техн. и произв. опыт, тема 42).

Авен О. М., Доманицкий С. М. и Лернер А. Я., Бесконтактный исполнительный механизм с однофазным асинхронным двигателем, М. 1957, 18 с. илл. (Гостехника СССР, АН СССР, Филиал ВИНИТИ, Передовой научно-техн. и произв. опыт, тема 42).

Авен О. М., Демиденко Е. Д., Доманицкий С. М. и Круг Е. К., Электрическое исполнительное устройство с регулируемой скоростью, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 3, 1956, с. 238—249, 15 илл., библиогр. 1 назв.

Аррисон В. Я., Новая конструкция мембранного исполнительного механизма, «Приборостроение» № 5, 1957, с. 1—4, 6 илл.

Барков Н. С., Авен О. И., Доманицкий С. М. и Круг Е. К., Исполнительный механизм с бесконтактным приводом и пропорциональным управлением двигателя, М. 1956, 16 с. илл. (АН СССР. Ин-т техн.-эконом. информ. Информация о научно-исслед. работах, тема № 29).

Глазенко Т. А., Применение электромагнитных порошковых муфт для частого реверса исполнительного механизма, «Электричество» № 4, 1958, с. 38—43, 7 илл., библиогр. 4 назв.

Запорные устройства для гидравлических исполнительных механизмов, «Информ. техн. бюлл. Всес. проектно-технол. ин-та строит. и дорожн. машиностр.», № 8, 1957, с. 61—63, 5 илл.

Зусман В. Г. и Татур О. Н., Электромагнитные муфты и их применение в машиностроении, «Электричество» № 3, 1955, с. 16—22.

Исполнительный механизм электрический ИМ-2/2, 5, Монтажно-эксплуатационная инструкция ИМ-2/2, 5 МИ, Металлургиздат, М. 1955, 8 с., илл.

Исполнительный механизм электрический ИМ-2/120, Монтажно-эксплуатационная инструкция ИМ-2/120 МИ, Металлургиздат, М. 1955, 11 с., илл. (Мин-во черной метал. СССР, Главэнерго, трест «Энергочермет»).

Исполнительные механизмы электрические ИМТ-12/120, ИМТ-25/120, ИМТ-12/60 и ИМТ-6/20, Монтажно-эксплуатационная инструкция ИМТ-МИ, Металлургиздат, М. 1955, 8 с., илл. («Энергочермет»).

Каменецкий Г. И., Гидравлические следящие приводы копировальных станков, в кн.: Автоматизация технологических процессов в машиностроении, сб. 3, Привод и управление машинами, АН СССР, М. 1956, с. 151—179, 22 илл.

Каспржак Г. М. и Слепушкин Е. И., Исходные параметры и величины для расчета характеристик двухфазных микромашин и их определение, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 7, 1956, с. 637—647.

Каспржак Г. М. и Слепушкин Е. И., Расчет рабочих характеристик двухфазных серводвигателей и тахогенераторов, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 9, 1956, с. 811—819, 5 илл.

Коробочкин Б. Л., Основные направления развития гидравлических следящих систем металлорежущих станков, в кн.: Современные направления в области конструирования технологического оборудования. Машгиз, М. 1957, с. 151—165, 8 илл., библиогр. 5 назв.

Крассов И. М., Гидравлический исполнительный механизм под нагрузкой, Тр. Акад. оборонной пром-сти, 1955, с. 46—50, 4 илл.

Крассов И. М. и Турбин Б. Г., Об одной возможности определения осевой гидродинамической силы на золотнике, «Автоматика и телемеханика», т. 19, № 3, 1958, с. 217—220, 3 илл., библиогр. 3 назв.

Крассов И. М., Об одной схеме включения исполнительного механизма в гидросистему, Сб. статей по автоматике и электротехнике, АН СССР, М. 1956, с. 315—321, 2 илл.

Кремлевский П. П. и Гонек Н. Ф., Выбор характеристики регулирующих клапанов, в сб.: Теплоэнерг. приборы и регуляторы, Машгиз, М. — Л. 1954, с. 71—85.

Круг Е. К. и Минина О. М., Исполнительное устройство с электромашинной муфтой, «Автоматика и телемеханика», т. 15, № 6, 1954, с. 492—500.

Круг Е. К., Увеличение быстродействия исполнительных устройств, «Автоматика и телемеханика», т 15, № 4, 1954, с. 334—360.

Лещенко В А., Выбор параметров гидравлического следящего привода (станка), «Станки и инструмент» № 8, 1955, с. 3—7, 5 илл., библиогр. в примеч.

Лещенко В. А., Средства повышения устойчивости, скорости и к. п. д. гидравлического следящего привода, «Станки и инструмент» № 1, 1957, с. 10—14, 8 илл

Литвин-Седой М. З., Гидравлический привод в системах автоматики, Машгиз, М. 1956, 311 с., 320 илл., библиогр. 21 назв.

Львов Е. Л., Тяговая сила в насыщенных электромашинах, Тр. Моск. энерг. ин-та, № 15, 1955, с. 129—138.

Макаров И. М., Выбор геометрических размеров магнитопривода и конструктивной схемы электродинамической муфты (ЭДМ), «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 10, 1956, с. 897—909, 22 илл.

Мещеряков В. В., Некоторые особенности и порядок электромагнитного расчета асинхронных микромашин с контактными кольцами, Сб. научн. тр. Моск. высш. техн. уч., вып. 63, 1955, с. 67—94.

Минин В. А., Гидравлическая муфта новой конструкции и причины колебания скорости в системе привода с гидромуфтой, «Вестн. машиностр.» № 7, 1957, с. 7—13, 5 илл.

Мкртчян Д. П. и Хрущев В. В., Однофазные сельсины. Судпромгиз, Л. 1957, 344 с.

Петров В. В. и Горская Н. С., Быстродействующий электропневматический привод (электропневматический сервомеханизм), в кн.: Научно-техн. проблемы автоматизированного электропривода, АН СССР, М. 1957, с. 371—387, 9 илл., библиогр. 17 назв.

Петухин Г. М., Характеристика и расчет электромагнитных муфт с ферромагнитным исполнителем, «Электричество» № 3, 1955, с. 10—16.

Розман Я. Б., Электромагнитная муфта для бесступенчатого регулирования скорости привода, М., 1954, 21 с. (ИТЭИН АН СССР, тема 41).

Сервомоторы поршневые гидравлические, монтажно-эксплуатационная инструкция СПМИ, Металлургиздат, М. 1955, 23 с. с черт. (трест «Энергочермет»).

Слепушкин Е. И., Критерии устойчивой работы двухфазного асинхронного серводвигателя, «Автоматика и телемеханика», т. 17, № 11, 1956, с. 1020—1028, 4 илл., библиогр. 10 назв.

Слепушкин Е. И., Устойчивость работы двухфазного серводвигателя с отрицательной обратной связью по скорости, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 2, 1957, с. 163—173, 8 илл.

Татур О. Н., Электромагнитные порошковые муфты, ЦБТИ, М. 1956, 37 с., 20 илл., 5 табл. (Мин-во станкостроит, и инструм. пром-сти СССР, Эксперим. научно исслед. ин-т металлорежущих станков).

Темный В. П. и Хохлов В. А., Гидравлический следящий привод ГПС-1, М. 1957, 16 с. с илл. (Гостехника СССР, АН СССР, Филиал НИНИТИ, Передовой научно-техн. и производств. опыт, тема № 42).

Хаймович Е. М., Некоторые вопросы теории и расчета гидравлических следящих устройств металлорежущих станков, Труды Семинара по теории машин и механизмов, т. 14, вып. 56, 1955, с. 48—58, 10 илл., библиогр. 9 назв.

Хохлов В. А., Анализ движения нагруженного гидравлического исполнительного механизма с обратной связью, «Автоматика и телемеханика», т. 18, № 9, 1957, с. 773—780, 5 илл., библиогр. 5 назв.

Хохлов В. А., Коэффициент гидравлических потерь и коэффициент расхода жидкости через окна цилиндрических золотниковых гидравлических исполнительных механизмов, «Автоматика и телемеханика», т. 16, № 1, 1956, с. 64—70.

Хохлов В. А., Мощность и коэффициент полезного действия гидравлических исполнительных механизмов с дроссельным (золотниковым) управлением, «Автоматика и телемеханика», т. 16, № 6, 1955, с. 530—535, библиогр. 2 назв.

Хохлов В. А., Скоростные характеристики гидравлических исполнительных механизмов с золотниковым управлением, Автоматика и телемеханика», т. 16, № 5, 1955, с. 421—430, 5 илл., библиогр. 4 назв.

Цуханова Е. А., К вопросу об анализе движения поршня в гидравлическом исполнительном устройстве, Труды Семинара по теории машин и механизмов, т. 16, вып. 63, 1956, с. 17—40, 9 илл., 3 табл.

Челомей В. Н., О пневматических сервомеханизмах, «Известия АН СССР, ОТН» № 5, 1954, с. 39—50, 4 илл.
Черногоров В. Г., Новая конструкция обратного пневматического клапана, «Технол. трансп. машиностроения» № 7, 1957, с. 53—54.
Чечет Ю. С., Относительные характеристики исполнительных двигателей постоянного тока, Труды Моск. энергет. ин-та, вып. 16, 1956, с. 113—127.
Шашков А. Г., Экспериментальное и теоретическое исследование дросселирующих органов и гидравлического реле типа «сопло-заслонка», работающих на масле, автореф. дисс. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук, М. 1955, 10 с., библиогр. 5 назв. (АН СССР, Ин-т автоматики и телемеханики).
Ainsworth F., Effect of oil column acoustic resonance on hydraulic valve «squeal». «Trans. ASME», vol. 78, № 4, May 1956, p. 773—778.
Anderson J. R., A new type of ferroelectric shift register, Proc. 1956, Electronic Components Symposium, Washington, 1, 2, 3, May 1956, New York, Engng, Publ. 1956, p. 219—226, 15 ill.
Armistead M. A., Spencer E. G. and Hatcher R. D., Microwave semiconductor switch, «Proc. IRE», vol. 44, № 12, Dec. 1956, p. 1875.
Automatic control mechanisms, «Instrum. and Automat.», vol. 28, № 8, 1955, p. 1256.
Automatic hydraulic speed, feed and indexing control system, «Mach. Design», vol. 29, № 15, 25 July 1957, p. 96—97.
Beard C. S., Why not try simplicity in valve controls, «Ind. and Power», vol. 70, № 2, Febr. 1956, p. 54—57.
Bernet E., Regelventile, «Regelungstechnik», Bd. 4, № 5, 1956, S. 108—112.
Bernet E., Zawary ragulacyjne, «Pomiary automatyka Kontrola», rock 4, № 2, 1958, str. 70—75, 25 ill., Bibliogr. 15.
Blumer F. L., Those little plug valves make big differences, «Amer. City», vol. 71, № 1, Jan. 1956, p. 100—102.
Brooke R., The design of an electromagnetic clutch, «Mach. L.», № 2162, 1954, p. 867—870.
Button C. T., Servomotors for fast response, «Electr. Mfg.», vol. 55, № 2, Febr. 1955, p. 133—135.
Clark R. N., Compensation of steady state flow forces in spool-type hydraulic valves, «Trans. ASME», vol. 79, № 8, Nov. 1957, p. 1784—1788, 13 ill., Bibliogr. 5.
Close C. D., Valve actuators tie precision to power, «Control Engng», vol. 2, № 9, 1955, p. 97—104.
Corrosion-resistant servomotors for high-temperature applications, «Electr. Mfg», vol. 56, № 2, 1955, p. 210—212.
Cylinder positioner, «Instrum. Practice.», vol. 9, № 8, 1955, p. 792.
Davis S. A., Application factors for two-phase servomotors, «Electr. Mfg.», vol. 55, № 6, June 1955, p. 76—84.
Davis S. A., Using a two-phase servomotor as an induction tachometer», «Control Engng», vol. 2, № 11, Nov. 1955, p. 75—76, 2 ill.
Dodge L., Calculating time lag of hydraulic and pneumatic valves, «Product Engng», vol. 27, № 6, June 1956, p. 158—160.
Eifert G., Stellglieder in der Verfahrenstechnik, «Regelungstechnik», Jg. 6, H. 3, 1958, S. 97—102, 12 ill., Bibliogr. 10.
Electronic clutch controls engine fan, «Agric. Engng», vol. 37, № 4, 1956, p. 272.
Electrically actuated hydraulic servo valves, «Prod. Engng», vol. 26, № 10, 1955, p. 266.
Electro-hydraulic servo-valves, «Appl. Hydraulics», vol. 9, № 5, May 1956, p. 71—75.
Ezekiel F. D. and Shearer J. L., Pressure-flow characteristics of pneumatic valves, «Trans. ASME», vol. 79, № 7, Oct. 1957, p. 1577—1590, 17 ill., Bibliogr. 20.
Fitch C. J., High-speed electronics clutch, «Prod. Engng», vol. 28, № 2, Febr. 1957, p. 188—191, 3 ill.
400-cycle servomotor, «Amer. Aviat.», vol. 19, № 14, 1955, p. 60.
4-way solenoid valve, «Electr. Mfg.», vol. 55, № 6, 1955, p. 150, 152.
Friedrich H., Impulsgesteuerter Stellmotor, «Regelungstechnik», Jg. 3, № 8, 1955, S. 200—204, 6 ill.

Goodwin A. E. and Morrison D. A., Hydraulic servoactuator has low standing power, «Control Engng», vol. 2, № 8, Aug. 1955, p. 82.

Greening J. H., Dispositif pneumatique replacent une commande electrique sur les machines a roder, «Mach. Moderne», № 583, Oct. 1957, p. 14—16, 4 ill.

Gröwe R., Pneumatische Stellantriebe mit doppelseitig beaufschlagtem Kolben, «AEG Mitt», Bd. 47, № 9—10, 1957, S. 339—343, 7 ill.

Hadekel R., Basic servoelements, «Automation», vol. I, № 4, Nov. 1954, p. 49—58; Dec. p. 43—52; vol. 2, Jan. 1955, p. 61—69, Febr. p. 49—58; March, p. 65—74.

Har'el A., Transistor 2-terminal switches, «Commun. and Electronics», № 31, July 1957, p. 328—338, 13 ill., 1 tabl., Bibliogr. 14.

Karlsruhe H. F., Impulsgesteuerter Stellmotor, «Regelungstechnik», № 8, 1955, S. 200—204, 6 ill., Bibliogr. 1.

Kinney H. W., Get to know these 6 points before choosing your next control valve, «Power», vol. 99, № 11, Nov. 1955, p. 82—86.

Lee S. Y. and Shearer I. L., Development of a miniature electrohydraulic actuator, «Trans. ASME», vol. 77, № 7, 1955, p. 1077—1088.

Magnus K., Eigenschwingungen hydraulischer Stellmotore, «Regelungstechnik», Bd. 3, № 11, 1955, S. 276—280 und № 12, S. 292—296.

Miniature electric motors, «Machinery, L.», vol. 88, № 2266, 1956, p. 501.

Miniature cervomotors, «Electr. Times», vol. 128, № 3346, 1955, p. 970.

Miniature solenoid, «Amer. Aviat.», vol. 19, № 15, 1955, p. 53.

Mucha E., Transient response of hydraulic actuators, «Prod. Engng», № 4, Apr. 1957, p. 175—177, 4 ill.

New aircraft servomotor, «J. Franklin Inst.», vol. 260, № 5, 1955, p. 396.

Pippenger J. J., Hydraulic control valves, «Prod. Engng», № 5, 1957, p. 167—173, № 7, p. 197—202, 12 ill.

Pneumatic control, «Metal Ind.», vol. 88, № 12, 1956, p. 233.

Pneumatisch-hydraulisches Stellgetriebe, «Regelungstechnik», Jg. 5, H. 8, Aug. 1957, S. 294, 1 ill.

Pneumatisches Stellventil, «Regelungstechnik», Jg. 5, H. 2, Febr. 1957, S. 66.

Program controller, «Instruments and Automat.», vol. 28, № 10, 1955, p. 1662.

Renelt W., Stelbstanlaufende Synchronkleinstmotoren, «AEG-Mitt.», vol. 46, № 3—4, 1956, S. 140.

Rotary actuator, «Amer. Aviat.», vol. 19, № 14, 1955, p. 64.

Rotary actuators, «Control Engng.», vol. 3, № 1, 1956, p. 124—125.

Roth G. L., Factors in selecting valves for compressible flow, «Control Engng.», vol. 2, № 12, Dec. 1955, p. 46—53.

Ryder J. D., Relays, timers, and resistance welding controls. In his book: Engineering Electronics with Industrial Application, N. Y., McGraw-Hill, 1957, p. 570—587, ill., Bibliogr. 8.

Saelman B., Hydraulic actuating system, «Mach. Design», vol. 29, № 10, May 1957, p. 131—134, 8 ill.

Salzer J. M., From controller output to process actuation, «Control Engng», vol. 4, № 9, 1957, p. 193—199.

Servo-valves for electrohydraulic positional-type servosystems, «Electr. Mfg.», vol. 55, № 6, 1955, p. 149.

Servomotor, «Proc. IRE», vol. 44, 1956, p. 120A, 123A.

Servomotors are lightweight, «Aviat. Age», vol. 25, № 1, 1956, p. 89.

Shearer J. L., Proportional control of rate-type servomotors, «Trans. ASME», vol. 76, № 6, Aug. 1954, p. 893—894.

Shearer I. L. and Lee S. Y., Selecting power-control valves, „Control Engng", vol. 3, № 3, March 1956, p. 72—78, № 4, p. 73—76.

Sidney D. and Spector J., Application factors for two-phase servomotors, «Fl ctr. Mfg.», vol. 55, № 6, 1955, p. 76—84.

Single-phase induction motors «Rotor», «Electr. Rew.», vol. 158, № 2, 1956, p. 49—50.

Solenoid, pilot-operated control valves, «Electr. Mfg.», vol. 56, № 2, 1955, p. 164, 167.

Staritz R. F., Servomotoren und Generatoren in der Fernwirktechnik, «Elektronik», Bd. 5, № 5, 1956, S. 130—135.

Stein W. A. and Thaler G. J., Evaluating the effect of nonlinearity in a 2-phase servomotor, «Applicat. and Ind.», № 16, 1955, p. 518—552.
Stellmotor, «Regelungstechnik», Jg. 5, H. 3, März 1957, S. 104.
Stiweman R. W. and Epstein P. L., Sensing methods applicable to a 3-phase transfer contactor, «Applicat. and Ind.», № 22, 1956, S. 471—475.
Suter H. W., Ein neues Heizkörper-Regulier-Ventil mit Proportionalregelung der Voreinstellung, besonders für Pumpen-Warmwasserheizungen, «Schweiz. techn. Z.», Jg. 52, H. 281, 1955, S. 522—526, 3 ill.
Thaler G. J. and Stein W. A., Transfer function and parameter evaluation for d-c -servomotors, «Applicat. and Ind.», № 22, 1956, p. 410—417.
Thumb-size motors developed for aircraft applications, «Electr. Engng.», vol. 74, № 11, 1955, p. 997.
Timer valves, «Instruments and Automat.», vol. 28, № 12, 1955, p. 2086—2087.
Thomas A. G. and Fleischauer F. J., The power stepping motor — anew digital actuator, «Control Engng», vol. 4, № 1, 1957, p. 74—81.
Valve actuator, «Instruments and Automat.», vol. 28, № 12, 1955, p. 2041.
Valves, «Instruments and Automat.», vol. 29, № 5, 1956, p. 1001—1003.
Vanti L., Valvole electtro magnetiche prinzipi funzionali, construttivi e caratteristiche d'impiego, «Misure e regolaz», vol. 3, № 5, 1955, p. 169—176.
Veith H. and Myers W. M., Shuttle valves for sequence control, «Appl. Hydraulics», vol. 9, № 3, 1956, p. 84—85.
Vielseitiger amerikanischer Servomotor E. B., «Feinwerk-technik», Bd. 59, № 11, 1955, S. 414—415.
Walter L., Selection and care of valves, «Power and Works Eng.», vol. 51, № 596, Febr. 1956, p. 59—62.
West J. C. and Leonard J. L., Necessàry torque requirements for servomotor, «J. Scient. Instrum.», vol. 32, № 1, Jan. 1955, p. 30—32.
Wiedmann I. A. and Rowan W. J., Control-valve plug design, «Trans. ASME», vol. 78, № 6, Aug. 1956, p. 1367—1372.
Zaborszky I. and Harrington, Generalized charts of the effects of nonlinearities in 2-stage electro-hydraulic control valves, «Applic. and Ind.», № 34, Jan. 1958, p.. 401—408, Bibliogr. 5.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Т

У

ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ. Часть I

Редакторы издательства:
Г. Ф. Поляков, А. Г. Акимова, Г. М. Коновалов

Технические редакторы: *А. Я. Тиханов* и *Т. Ф. Соколова*
Корректоры: *М. В. Гвоздиевская* и *И. И. Жилина*
Художник *А. А. Бельский*

Сдано в производство 5/VII 1958 г.
Подписано к печати 16/XII 1958 г. Т-10983.
Тираж 13 000 экз. Печ. л. 45,75. Уч.-изд. л. 48,5.
Бум. л. 22,88. Формат 60 92/16. Зак. 207

Тип. № 6 УПП Ленсовнархоза, Ленинград, ул. Моисеенко, 10

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стра-ница	Строка	Напечатано	Должно быть
VI	12-я сверху	гл. X, § 4,	гл. X, § 5,
25	6-я „	механического усилия	тока с магнитным полем
66	Подпись к фиг. II. 23	термовакуумного	ионизационно-вакуумного
69	3-я снизу	жидкостным	поплавковым
132	4—2-я снизу	$\sin\varphi_0 = \sin\psi_0 \sin s_0$ и $\sin\varphi = \sin\psi_0 \sin(s_0 + s)$, (III. 29)	$\sin\varphi_0 = \sin\psi_0 \sin\varphi_{max}$ и $\sin\varphi = \sin\psi_0 \sin(\psi_0 + \psi_1)$, (III. 29)
133	5-я сверху	$\left(\arcsin\frac{\sin\varphi_0}{\sin\psi_0} + \frac{1}{R}\int_0^t v\,dt\right)\sin\psi_0$	$\left(\arcsin\frac{\sin\varphi}{\sin\varphi_{max}} + \frac{1}{R}\int_0^t v\,dt\right)\sin\varphi_{max}$
139	13-я снизу	$H(\alpha + U\sin\varphi)$	$H(\dot{\alpha} + U\sin\varphi)$
177	2-я и 1-я снизу	с внешним источником питания	без источника питания
177	5-я и 4-я снизу	элементы	электроны
203	7-я сверху	$\left[\frac{b}{1^\circ}\right]$	$\left[\frac{в}{1^\circ}\right]$
204	8-я „	$\frac{M}{\omega_в L_в}$	$\frac{M}{\omega L_в}$
279	Название таблицы	отрицательных	положительных
315	11-я сверху	ОБ	ОЭ
454	7-я „	15—25 *гсм*	1,5—2,5 *гсм*
455	16-я „	сумма внешних сил,	сумма моментов внешних сил,
459	10-я снизу	входящая	не входящая
461	1-я „	$\frac{KW_1(s)\,KW_1(s)}{1 + KW_1(s)KW_z(s)}$	$\frac{KW_1(s)\,KW_z(s)}{1 + KW_1(s)\,KW_z(s)}$
462	4-я сверху	$\frac{1}{k_1 k_z}$	k
467	1-я „	дроссель и сопло при	дроссель, сопло и при
479	17-я снизу	$\sqrt{\frac{M_{тр}}{c}}$	$\sqrt{\frac{J_{тр}}{c}}$
661	2-я, 5-я и 10-я сверху	$e_м$	$e_{см}$
672	10-я снизу	$+\frac{aLJ}{k_м}\cdot\frac{d^2\alpha_{см}}{dt^2} + \frac{vJ}{bk_м}$	$+\frac{aLJ}{k_{см}}\cdot\frac{d^2\alpha_{см}}{dt^2} + \frac{vJ}{bk_{см}}$
675	13-я „	$Q_1 - Q_2$	$Q_1,\ Q_2$
723	19-я снизу, 2-й столбец	Электронные	Электромагнитные

Солодовников В. В. Зак. 207

